

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO
CENTRO TECNOLÓGICO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GABRIEL BARBOSA DE CASTRO

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM COMPENSADOR DE ATRITO
PARA VÁLVULAS DE CONTROLE**

VITÓRIA
2015

GABRIEL BARBOSA DE CASTRO

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM COMPENSADOR DE ATRITO
PARA VÁLVULAS DE CONTROLE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Celso José Munaro.

VITÓRIA
2015

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

C355a Castro, Gabriel Barbosa de, 1975-
Análise e implementação de um compensador de atrito para
válvulas de controle / Gabriel Barbosa de Castro. – 2015.
99 f. : il.

Orientador: Celso José Munaro.
Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) –
Universidade Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Atrito. 2. Válvulas de controle. 2. Sistemas inteligentes de
controle. I. Munaro, Celso José. II. Universidade Federal do
Espírito Santo. Centro Tecnológico. III. Título.

CDU: 621.3

GABRIEL BARBOSA DE CASTRO

**ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UM COMPENSADOR DE ATRITO
PARA VÁLVULAS DE CONTROLE**

Dissertação submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 18 de dezembro de 2015.

COMISSÃO EXAMINADORA

Prof. Dr. Celso José Munaro
Universidade Federal do Espírito Santo
Orientador

Prof. Dr. Anselmo Frizera Neto
Universidade Federal do Espírito Santo

Eng. Dr. Mário Cesar M. Massa de Campos
Centro de Pesquisas da Petrobras (CENPES)

AGRADECIMENTOS

Primeiramente, ao professor Celso José Munaro pela paciência, apoio e inúmeras oportunidades dadas ao longo desta longa jornada, sem elas não teria conseguido.

Aos colegas do PPGEE e da graduação e, em especial, aos colegas Filipe Amorim da Silva e Oscar Becerra pela ajuda na preparação do ambiente de teste e integração das lógicas de controle. Sem essa ajuda, a utilização do ambiente de teste seria muito desgastante e demorada.

À PETROBRAS por ter me incentivado na realização do mestrado e, em especial, a meu amigo Engenheiro Rodrigo Ribeiro Maia pelas palavras de incentivo e apoio e ao Engenheiro Hudson Gomes Carvalho pelo empurrão final.

A toda a equipe de base e liderança offshore da plataforma P-58 que, direta ou indiretamente, me incentivaram a concluir esse trabalho.

A minha esposa Samanta e, em especial, a meus filhos Luiza e Felipe aos quais peço desculpas pelas ausências do pai, mas o sacrifício não foi em vão e, apesar de não conseguirmos reviver o que passou, não perderemos o que virá.

RESUMO

A presença de atrito estático em válvulas de controle gera ciclos limite que degradam o desempenho das malhas de controle onde atuam. Uma vez detectado o atrito, sua compensação evita paradas indesejadas de produção e lucros cessantes até que seja possível fazer a manutenção da válvula. Métodos de compensação não baseados em modelos adicionam pulsos ao sinal de controle com o objetivo de vencer o atrito no atuador. Apesar de serem métodos de fácil implementação e parametrização por não demandarem modelagens complexas, acabam por aumentar a degradação da válvula devido a uma maior movimentação na mesma ocasionada pelos pulsos adicionados. Este trabalho analisa a aplicação de pulsos com amplitude variável para compensação de atrito visando a redução na movimentação da válvula sem perdas significativas no desempenho dos controladores. Dada uma especificação máxima para o erro, uma metodologia é proposta para a escolha dos parâmetros do compensador a partir de dados de operação. O método é avaliado via simulação para diferentes escolhas de parâmetros e seu resultado é comparado a outros métodos não baseados em modelo da literatura. A implementação do método em um controlador industrial é realizada avaliando seu desempenho para diferentes condições de operação da válvula de controle e do controlador. Os resultados e testes realizados evidenciam a aplicabilidade do método em situações reais bastante variadas.

ABSTRACT

The presence of static friction in control valves generates limit cycles that degrade the performance of control loops in which they operate. Once stiction is detected, its compensation avoids unwanted production stoppages and profit loss until the valve can be corrected. Model-free compensation methods add pulses to the control signal in order to overcome the friction in the actuator. Although those methods are easy to implement and to parameterize as they do not demand complex modeling, eventually they tend to raise valve deterioration due to increased movement caused by the added pulses. This paper analyzes the application of pulses with variable amplitude for stiction compensation in order to reduce the movement of the valve without significant loss of controller performance. Given a maximum specification for the error, a method was proposed to select compensator parameters using operation data. The method was evaluated through different parameter choices simulations, and the result compared to other model-free methods found on literature. The method was implemented in an industrial controller, evaluating its performance under different operating conditions of the control valve and controller. The test results show this method is applicable in a varied array of real situations.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Comportamento de uma válvula de controle com stiction.....	18
Figura 2 – Componentes de uma válvula de controle conforme.....	20
Figura 3 – Corpo e internos de uma válvula de controle.....	20
Figura 4 – Fluxograma para o modelo de Choudhury.....	22
Figura 5 – Fluxograma para o modelo Xie.....	23
Figura 6 – Sistema de controle considerando a não-linearidade do atrito.....	24
Figura 7 – Predição de ciclos limites pela função descritiva.....	25
Figura 8 - Efeito da zona morta no IAE e no RV.....	26
Figura 9 - Características dos pulsos do compensador knocker.....	27
Figura 10 - Índices IAE e RV em função da amplitude dos pulsos.....	27
Figura 11 - Estrutura do compensador de amplitude variável.....	30
Figura 12 - Fluxograma do algoritmo proposto.....	31
Figura 13 – Sinal modulador de amplitude $f(k)$ - rampa crescente (superior) e decrecente (inferior).....	33
Figura 14 – Variação do erro em função da variação de amplitude dos pulsos em uma rampa crescente.....	34
Figura 15 – Distância percorrida pela haste da válvula durante a aplicação de pulsos em uma rampa crescente de amplitude.....	35
Figura 16 - Variação do erro em função da variação de amplitude dos pulsos em uma rampa decrescente.....	36
Figura 17 - Distância percorrida pela haste da válvula durante a aplicação de pulsos em uma rampa decrescente de amplitude.....	37
Figura 18 – Posição da válvula em função da amplitude dos pulsos para uma rampa crescente como sinal modulador de pulsos.....	38
Figura 19 - Posição da válvula em função da amplitude dos pulsos para uma rampa decrecente como sinal modulador de pulsos.....	39
Figura 20 - Erro absoluto máximo para uma planta de dinâmica rápida com knocker habilitado no instante de tempo 2000 segundos.....	42
Figura 21 - Resposta do sistema com dinâmica rápida para pulsos de amplitude decrecente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 150 de tempos de amostragem ..	44
Figura 22 - Resposta do sistema com dinâmica intermediária para pulsos de amplitude decrescente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 300 tempos de amostragem.....	44
Figura 23 - Resposta do sistema com dinâmica lenta para pulsos de amplitude decrecente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 600 tempos de amostragem	45
Figura 24 – Função erro absoluto versus amplitude dos pulsos para definição do N_E	46

Figura 25 – Avaliação do valor de N_E na parada dos pulsos e manutenção do erro dentro do limite especificado	47
Figura 26– Índice MVAL para um processo com dinâmica rápida para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	50
Figura 27 – Índice IAE para um processo com dinâmica rápida para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	50
Figura 28 – Índice MVAL para um processo com dinâmica intermediária para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	51
Figura 29 – Índice IAE para um processo com dinâmica intermediária para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	51
Figura 30 - Índice MVAL para um processo com dinâmica lenta para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	52
Figura 31 – Índice IAE para um processo com dinâmica lenta para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente	52
Figura 32 – Funcionamento do método para um sinal modulador de amplitude em rampa crescente.....	54
Figura 33 - Funcionamento do método para um sinal modulador de amplitude em rampa decrescente.....	55
Figura 34 – Índice MVAL para um processo de dinâmica intermediária	56
Figura 35 – Índice IAE para um processo de dinâmica intermediária	56
Figura 36 – Método com sinal de compensação do tipo CR	57
Figura 37 – Método com sinal de compensação do tipo onda quadrada	58
Figura 38 – Comparação do índice IAE entre os sinais de compensação knocker, CR e onda quadrada aplicados ao método	59
Figura 39 – Comparação do índice MVAL entre os sinais de compensação knocker, CR e onda quadrada aplicados ao método	59
Figura 40 – Estados mínimos para o bloco de função do compensador.....	65
Figura 41– Requisitos mínimos que o bloco de função PID deve atender para integração com bloco de função do compensador.	67
Figura 42- Integração entre o bloco de função do controlador PID e do compensador	69
Figura 43– Circuito esquemático para simulação de uma válvula com atrito	70
Figura 44 - Curva característica da válvula simulada via micro-controlador DUE	72
Figura 45 - Resposta ao degrau do sistema em malha aberta.....	73
Figura 46 - Resposta no tempo para identificação dos limites sobre o erro.....	76
Figura 47 - Erro absoluto com e sem compensação com o knocker.....	77
Figura 48 - Comportamento do método	78
Figura 49 - Detalhes do instante de tempo compreendido entre 20 e 50 segundos ..	78
Figura 50 – Oscilações com controlador PI sem compensação (sistema com atrito)80	

Figura 51 – Resposta no tempo para o compensador knocker	80
Figura 52 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com knocker	81
Figura 53 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com onda quadrada.....	81
Figura 54 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com CR	82
Figura 55 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro (Amplitude Variável com CR)	82
Figura 56 - Resposta com a tarefa cíclica em 250 milissegundos.....	85
Figura 57 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos.....	86
Figura 58 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com sinal de compensação do tipo CR	87
Figura 59 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro	87
Figura 60 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com sinal de compensação knocker resintonizado	88
Figura 61 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro	89
Figura 62 - Resposta do compensador com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com o limite sobre o erro reavaliado.....	90
Figura 63- Curva característica da válvula simulada via micro-controlador DUE	91
Figura 64 – Resposta do compensador com S variando em função da posição da válvula	92
Figura 65 - Detalhes do instante de tempo A (menor atrito).....	93
Figura 66 - Detalhes do instante de tempo B (maior atrito)	93

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Cenários propostos para estudo dos parâmetros do método	40
Tabela 2 - Limites sobre o erro especificado para as dinâmicas selecionadas	42
Tabela 3 - Parâmetros de ajustes do sinal de compensação Knocker	75
Tabela 4 – Resultados para os índices de desempenho nos experimentos comparativos	83

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	12
1.1 TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DO ATRITO ESTÁTICO	12
1.2 OBJETIVOS.....	14
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	14
1.4 ARTIGO PUBLICADO	16
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	17
2.1 DEFINIÇÃO DE ATRITO ESTÁTICO	17
2.2 MODELOS DE ATRITO.....	18
2.3 MODELOS FÍSICOS.....	19
2.4 MODELOS EMPÍRICOS OU BASEADOS EM DADOS.....	21
2.5 EFEITOS DO ATRITO EM MALHAS DE CONTROLE	24
2.6 COMPENSAÇÃO DE ATRITO SEM MODELO	26
3 MÉTODO DE PULSOS DE AMPLITUDE VARIÁVEL	29
3.1 DESCRIÇÃO	29
3.2 SINAL MODULADOR DA AMPLITUDE DOS PULSOS.....	32
3.3 DEFINIÇÕES DOS PARÂMETROS DO MÉTODO	39
3.3.1 Limite sobre o erro	40
3.3.2 Especificação do parâmetro N_R	43
3.3.3 Especificação do parâmetro N_E	45
3.4 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE MÉTODOS	49
3.4.1 Escolha do sinal modulador de amplitude.....	49
3.4.2 Comparação entre métodos de compensação.....	55
3.5 ALTERAÇÃO DO SINAL DE COMPENSAÇÃO	57
3.6 PASSOS PARA SINTONIA DO COMPENSADOR.....	60
4 APLICAÇÃO DO COMPENSADOR EM UM AMBIENTE REAL.....	63
4.1 ESTRATÉGIA DE DESENVOLVIMENTO DO COMPENSADOR.....	64
4.2 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE TESTES	67
4.3 APLICAÇÃO DO MÉTODO NO AMBIENTE DE TESTES.....	71
4.3.1 Levantamento da assinatura da válvula.....	71
4.3.2 Levantamento do modelo do processo em malha aberta	72
4.3.3 Sintonia do compensador de pulsos de amplitude variável	74
4.3.3.1 Sinal de compensação knocker	74
4.3.3.2 Definição do parâmetro N_R	75
4.3.3.3 Definição do limite sobre o erro (δ)	76

4.3.3.4 Definição do parâmetro N_E	77
4.3.4 Teste funcional do compensador de pulsos de amplitude variável	77
4.3.5 Comparação de desempenho entre técnicas de compensação	79
4.3.6 Influências do tempo de execução do algoritmo de compensação	84
4.3.7 Robustez do método as incertezas no atrito	90
4.3.7.1 Levantamento da assinatura da válvula	91
4.3.7.2 Funcionamento com atrito variável	91
5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	94
5.1 CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES	94
5.2 TRABALHOS FUTUROS	96
6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	98

1 INTRODUÇÃO

Segundo Mohammad e Huang (2012), estima-se que de 20% a 30% das malhas de controle encontradas na indústria possuem alguma variabilidade associada ao atrito estático presente em válvulas de controle, principal elemento final de controle. A presença do atrito estático, considerado uma não-linearidade em sistemas de controle, provoca oscilação na variável de processo denominada de ciclo limite.

Manter as válvulas de controle é a primeira solução a se cogitar quando se faz necessário reduzir os efeitos do atrito estático. Porém, em muitos casos, não é possível a execução imediata de uma manutenção corretiva nesses equipamentos devido às restrições de processo ou lucro cessante, passando, assim, a conviver com as oscilações que afetam o desempenho geral dos sistemas de controle através do aumento de sua variabilidade que tende a se propagar para outras malhas de controle. Segundo Srinivasan e Rengaswamy (2005), as paradas programadas de uma planta acontecem tipicamente no período entre seis meses e três anos de operação e, neste período, uma válvula, mesmo com problemas, permanece operando. Manter o processo em operação até a próxima parada para manutenção buscando reduzir os efeitos nocivos provocados pelo atrito estático passa a ser uma meta importante a ser alcançada em qualquer processo industrial.

Em virtude dos argumentos aqui expostos, as técnicas de compensação de atrito apresentam papel relevante na garantia de desempenho de malhas de controle, minimizando os efeitos do atrito estático, até que uma manutenção corretiva possa ser efetivamente executada.

A utilização destas técnicas apresenta, porém, como efeito colateral, o aumento do desgaste na válvula de controle devido à inserção de um maior número de reversões na mesma e dosar esse efeito indesejado prolongaria o tempo entre paradas de produção para manutenção.

1.1 TÉCNICAS DE COMPENSAÇÃO DO ATRITO ESTÁTICO

No trabalho de Armstrong-Hélouvy, Dupont e Wit (1994), propôs-se a classificação das técnicas de compensação em métodos baseados em modelos e métodos não baseados em modelos.

Os métodos baseados em modelos se diferenciam dos demais por utilizarem a modelagem do atrito em sua malha de realimentação ou de pré-alimentação, porém, conforme mencionado em Cuadros (2011), tais métodos necessitam para cálculos o valor de parâmetros raramente conhecidos. Já os métodos não baseados em modelos, apresentam simplicidade em sua implementação e por essa característica são preferíveis para aplicações em ambientes industriais.

Um destes métodos de compensação não baseados em modelos é o knocker proposto por Hägglund (2002). Ele reduz consideravelmente o erro, porém aumenta a movimentação da válvula, produzindo, com isso, o desgaste prematuro da mesma. Em Ivan e Lakshminarayanan (2009), é proposto outro método de compensação baseado no knocker que adiciona um sinal constante à saída do controlador em função da direção do sinal de controle, denominado reforço constante (CR). Esse método, assim como o knocker, também provoca um aumento no número de reversões da válvula e, embora de implementação mais simples, foi mostrado em Cuadros, Munaro e Munareto (2012) que essa compensação dificulta parar os pulsos e atender os requisitos de erro especificados. Visando reduzir o número de reversões na válvula de controle, Srinivasan e Rengaswamy (2008) propôs o método de compensação two move. Entretanto esse método requer o conhecimento do valor do sinal de controle para eliminar erros em estado-estacionário, valor esse raramente conhecido e, por isso, tal método tem pouca aplicação prática.

Com o objetivo de reduzir a variabilidade da posição da haste da válvula, foi proposto em Cuadros, Munaro e Munareto (2012) um método para parar os pulsos do compensador knocker quando o erro é menor que um valor especificado. Havendo distúrbios ou mudança no sinal de referência, a compensação é reiniciada. Em Arifin e colaboradores (2014), o procedimento de desligar pulsos foi substituído pela compensação com pulsos de amplitude variável em que essa amplitude varia de acordo com o sinal absoluto do erro filtrado, esse por sua vez reduz a amplitude do sinal de compensação até que um erro pequeno produz pouco ou nenhum movimento para a válvula. Essa implementação tem como restrição o fato de que, para pulsos de amplitude acima de certo valor, o erro irá aumentar proporcionalmente à amplitude dos pulsos, não havendo convergência do método. O algoritmo funciona corretamente na situação em que a amplitude comece de zero e

os pulsos cessem com amplitude em torno de 50% do valor da banda morta do atrito estático.

Em Fadini e Munaro (2014), vários métodos de compensação não baseados em modelos foram comparados. Um método explorando a variação da amplitude dos pulsos foi também discutido. Neste trabalho, este método foi melhorado e avaliado via simulação e através de sua implementação em um controlador industrial.

1.2 OBJETIVOS

Neste trabalho, é feito um aprofundamento dos estudos de compensação de atrito iniciado por Fadini (2015), onde os parâmetros do método de compensação são melhores estudados e avaliados seus efeitos na compensação. O método de compensação aqui detalhado apresenta pulsos de compensação com amplitude variável visando atender a um requisito de erro máximo admissível, com o objetivo de menor desgaste ao elemento final de controle.

Também é objetivo deste trabalho implementar o compensador em um controlador de processo de uso industrial e avaliar o mesmo quanto ao seu desempenho e suas possibilidades neste ambiente.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Os capítulos deste trabalho encontram-se assim organizados:

✓ **Capítulo 1:**

Apresenta uma discussão sobre os problemas gerados em malhas de controle devido a existência do atrito em válvulas, das técnicas de compensação de atrito existentes e dos problemas oriundos do uso das mesmas. São apresentados também os objetivos do trabalho com o foco em mitigar os problemas observados nas técnicas de compensação de atrito usuais.

✓ **Capítulo 2:**

É discutido o estado da arte referente à modelagem de atrito e compensação não baseada em modelos, ponto de partida para o entendimento do método de compensação aqui estudado. São apontados os ganhos obtidos com tais métodos e também os pontos de melhorias que o método de compensação com pulsos de amplitude variável visa contribuir. Este capítulo explica, de uma forma geral, o contexto que levou a proposição do método.

✓ **Capítulo 3:**

O compensador com pulsos de amplitude variável é apresentado com maior profundidade. Os parâmetros do método são explorados quanto a suas definições e também é proposta uma metodologia de sintonia dos mesmos. Comparação com outra técnica de compensação não baseada em modelo é feita a partir de simulações quando são verificadas se os objetivos propostos foram atingidos (redução da variabilidade com menos movimentações no elemento final de controle). Ao término deste capítulo, é proposto um guia para sintonia de seus parâmetros com uma sequência de passos que devem ser atendidos para garantir seu funcionamento, servido como um guia para solucionar problemas.

✓ **Capítulo 4:**

São abordados termos referentes à implementação do método em um controlador de processo industrial visando sua aplicação em uma planta de processo real. Questões práticas de implementação, desenvolvimento e requisitos mínimos necessários são listadas e apresentadas com o intuito de guiar a implementação do compensador em ambientes reais. Também são feitos testes de desempenho em um controlador de processo real onde são exibidas as possibilidades do método neste ambiente.

✓ Capítulo 5:

Finalmente, são apresentadas as conclusões finais enfatizando os resultados obtidos ao longo do trabalho contrastando-os com a proposta original. São apontados também itens não abordados com maior profundidade e que abrem novas possibilidades no método, servindo como um guia para futuros trabalhos nesta área de pesquisa.

1.4 ARTIGO PUBLICADO

- (1) CASTRO, G.B., MUNARO, C.J. Compensação de atrito em válvulas de controle via aplicação de pulsos de amplitude variável. In: XII Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente, 2015, Natal. Anais do XII SBAI 2015; pp. 1200 – 1205, 2015.

Neste artigo foi apresentado o método de compensação de atrito por aplicação de pulsos de amplitude variável utilizando como base o método de compensação *knocker* (HÄGGLUND, 2002) e um sinal modulador de amplitude em rampa crescente. Foi observada, através dos ensaios realizados em ambiente simulado, a capacidade do método em adaptar a amplitude dos pulsos em função do atrito a ser compensado, bem como a redução na movimentação da válvula de controle, sendo o ponto inicial para aprofundar os estudos na compensação de atrito com o uso de pulsos de amplitude variável.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 DEFINIÇÃO DE ATRITO ESTÁTICO

O atrito (stiction), segundo Choudhury, Thornhill e Shah (2005, p.644), pode ser definido como:

Atrito é uma propriedade de um elemento de tal forma que sua movimentação suave, em resposta a uma entrada variável, seja precedida por uma parte estática (*deadband+stickband*) seguida por um salto abrupto repentino, chamado *slip-jump*. O *slip-jump* é expresso como uma porcentagem da faixa de saída. Sua origem em um sistema mecânico é o atrito estático, o qual excede o atrito dinâmico.

A Figura 1 (p. 18) ilustra exatamente o comportamento definido para o atrito, que é constituído de três componentes: banda morta (segmento AB), banda de agarramento (segmentos BC, HI e H'I') e salto (segmentos CD, IJ e I'J'). Quando a válvula para de movimentar e muda a direção de seu movimento, ocorre o agarramento até que o controlador consiga vencer a banda morta (pontos A e B da Figura 1) e a banda de agarramento (pontos B e C da Figura 1), pulando para a nova posição D. Esse salto representa a liberação abrupta da energia potencial em energia cinética armazenada no atuador da válvula sendo a mesma crucial na identificação dos ciclos limites. Quando a válvula para de movimentar e retoma o movimento para a mesma direção, ocorre o agarramento até que o controlador consiga vencer a banda de agarramento (pontos H, I e H', I' da Figura 1), saltando para a posição J ou J' a depender da direção do sinal de controle.

subsequentes, será feita uma revisão dos principais modelos de atritos tanto físicos quanto empíricos, tomando como referência o trabalho de Garcia (2008).

2.3 MODELOS FÍSICOS

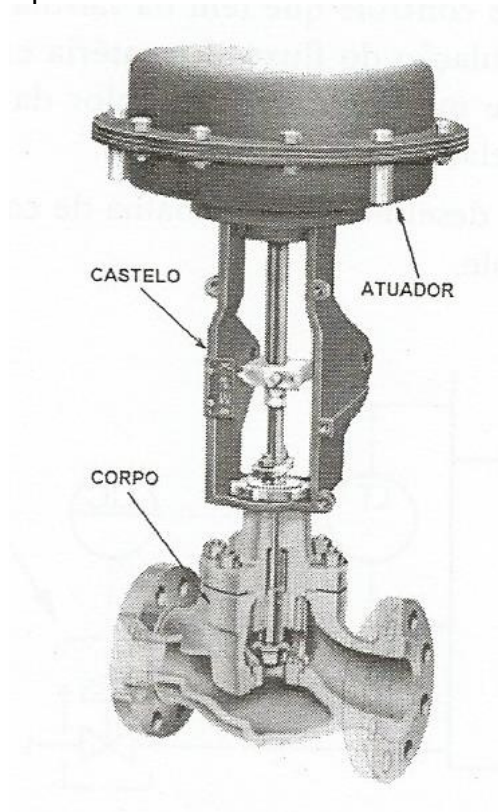
Antes de definir os modelos físicos existentes, deve-se, primeiramente, identificar os componentes de uma válvula de controle. Uma válvula de controle possui basicamente os seguintes componentes identificados na Figura 2 (p. 20):

- ✓ Atuador;
- ✓ Corpo e internos;
- ✓ Castelo e engaxetamento.

O atuador é a parte da válvula de controle que fornece a força com que a válvula realiza seu trabalho. O atuador mais comumente utilizado no acionamento de válvulas de controle consiste numa câmara bipartida que contém um diafragma flexível. Numa das partes desta câmara, o atuador recebe o sinal de controle e, na outra parte, o diafragma é fixado a um prato, onde se apoiam uma haste e uma mola.

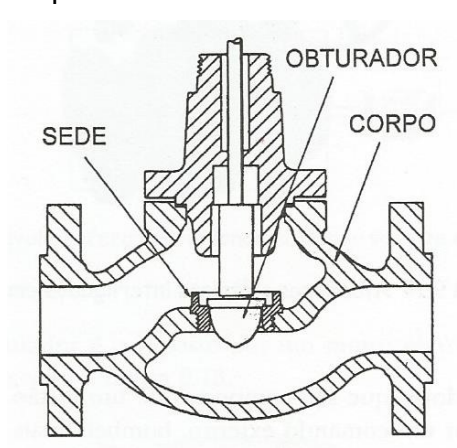
A válvula de controle varia a vazão que passa pela mesma aumentando ou diminuindo a perda de carga do circuito dissipando mais ou menos energia. Essa função é exercida pelo obturador localizado dentro do corpo da válvula. Ao movimentar o atuador da válvula, movimenta-se também o obturador da válvula e é este componente que irá alterar a característica de vazão da mesma. O tipo de corpo mais frequentemente utilizado em aplicações industriais é o da válvula globo de sede simples conforme ilustra a Figura 3 (p. 20).

Figura 2 – Componentes de uma válvula de controle conforme.



Fonte: Bega et al. (2003)

Figura 3 – Corpo e internos de uma válvula de controle



Fonte: Bega et al. (2003)

A equação básica de balanço de forças utilizada para modelar o movimento do obturador dado o sinal de entrada para a válvula vindo do controlador de processo já convertido em pressão é definida em (2.1)

$$m \times \frac{d^2 x}{dt} = F_{\text{pressão}} - F_{\text{mola}} - F_{\text{atrito}} - F_{\text{fluido}} - F_{\text{sede}}, \quad (2.1)$$

onde m é a massa das partes móveis (haste e obturador); x é a posição da haste; $F_{pressão}$ é a força aplicada pelo atuador e definida como sendo $F_{pressão} = S_a * P$, sendo S_a a área do diafragma e P a pressão de ar; F_{mola} é a força da mola e definida como sendo $k * x$, sendo k a constante da mola; F_{atrito} é a força de atrito (viscoso, estático e de Coulomb); F_{fluido} é a força exercida devido à queda de pressão do fluido através do obturador para válvulas não balanceadas; e F_{sede} é a força extra necessária para forçar o obturador contra a sede da válvula.

A questão principal da modelagem física é a definição da função F_{atrito} da equação (2.1). Percebe-se também que, para definir o comportamento de válvulas com atrito utilizando-se modelos físicos, faz-se necessário o conhecimento de vários parâmetros da válvula, o que torna tal modelagem de difícil utilização.

2.4 MODELOS EMPÍRICOS OU BASEADOS EM DADOS

Um modelo físico possui tantos parâmetros desconhecidos que torna tal modelagem de difícil utilização e, por ser complexa, sua simulação torna-se lenta. Por conta, principalmente, da complexidade na definição dos parâmetros é que modelos baseados em dados tornaram-se mais úteis para simulação, sendo os mesmos nada mais do que algoritmos que tomam como referência de entrada e saída a curva de comportamento da válvula com atrito definido na Figura 1 (p. 18). Abaixo segue alguns exemplos de modelos empíricos difundidos na literatura.

a.) *Modelo de Stenman*: O objetivo é imitar o salto que ocorre na haste da válvula quando o atrito é vencido. Utiliza-se apenas do parâmetro d e é definido conforme a seguinte expressão:

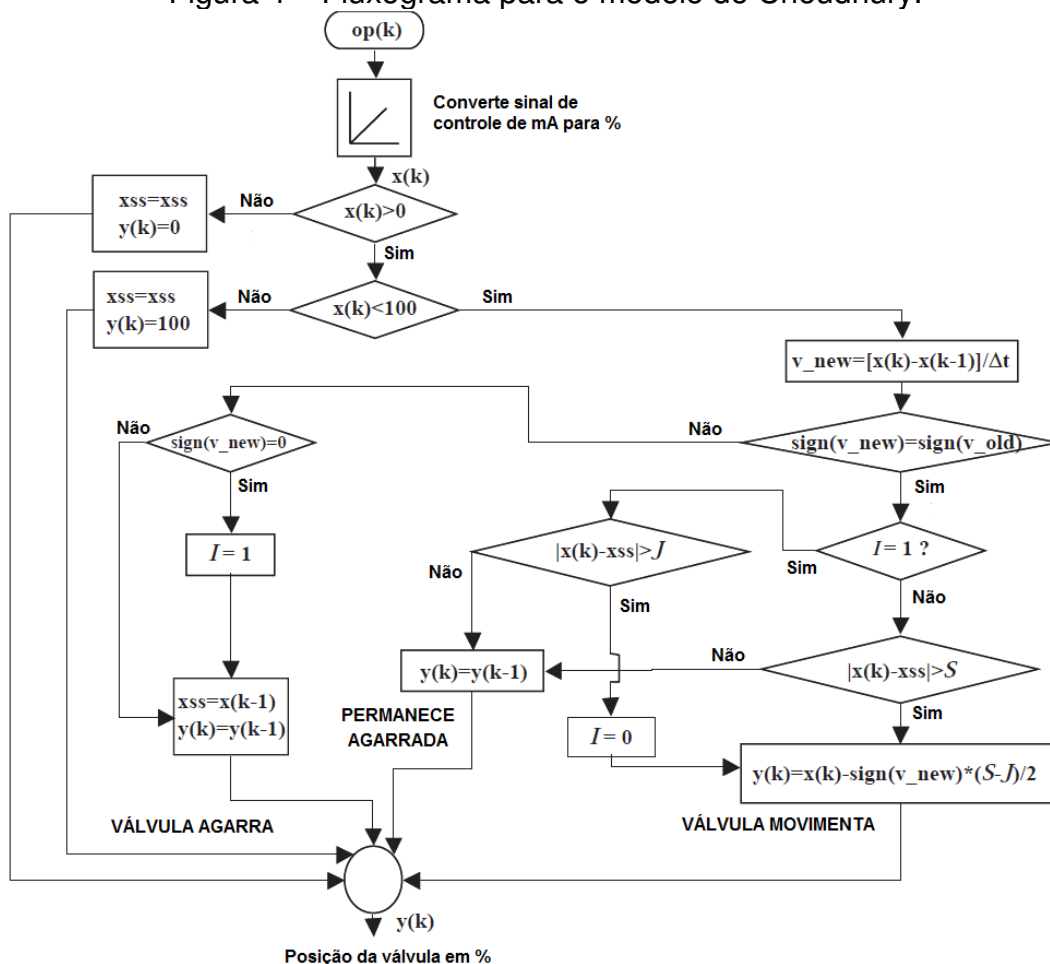
$$x(t) = \begin{cases} x(t-1) & \text{se } |u(t) - x(t-1)| \leq d \\ u(t) & \text{em caso contrário} \end{cases}, \quad (2.2)$$

onde $x(t-1)$ e $x(t)$ representam a posição passada e a posição atual da haste respectivamente. $u(t)$ é o sinal do controlador de processo e d representa a banda morta.

b.) *Modelo de Choudhury*: requer dois parâmetros (S e J) que representam de forma completa a definição de atrito definida pela Figura 1 (p. 18), onde S representa a banda morta mais a banda de agarramento e o J representa o salto. É

representado pelo fluxograma da Figura 4 conforme definido por Choudhury, Thornhill e Shah (2005).

Figura 4 – Fluxograma para o modelo de Choudhury.



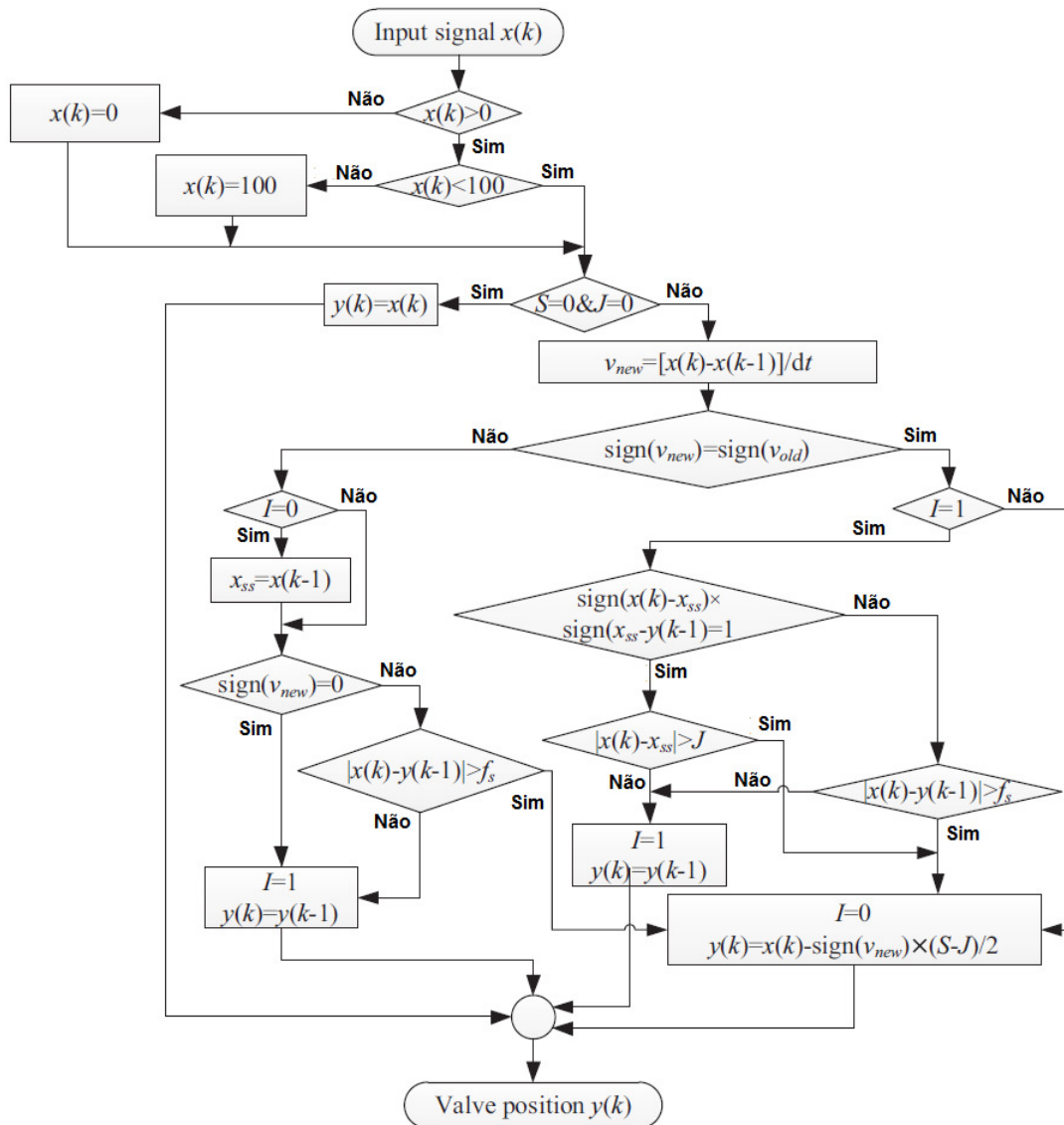
Fonte: Choudhury, Thornhill, e Shah (2005).

O algoritmo definido na Figura 4 verifica se ocorrem mudanças na direção do sinal de controle. Caso o sinal de controle deixe de variar a saída de posição da válvula parará em seu último valor (denominação “VÁLVULA AGARRA” da Figura 4) e permanecerá parada (denominação “PERMANECE AGARRADA” da Figura 4) até que o sinal de controle volta a variar. Se imediatamente após essa parada o sinal de controle voltar a variar na mesma direção do sentido anterior, a posição da válvula irá variar apenas após o parâmetro J ser vencido pelo sinal de controle. Caso ocorra uma inversão na direção do sinal de controle, a posição da válvula irá variar apenas após o parâmetro S ser vencido (denominação “VÁLVULA MOVIMENTA” da Figura 4). Existe um erro no algoritmo proposto quando o sinal de controle apresentar pequenas variações, tipicamente menores

do que S ou J , o que faz com que a posição da válvula permaneça parada mesmo após vencer a banda morta e a banda de agarramento.

c.) *Modelo de Xie*: Conforme observado por Xie, Cong e Horch (2013), o modelo de Choudhury não consegue tratar adequadamente sinais de entrada com pouca ou nenhuma variação (valores zero para velocidade atual ou anterior) sobre certas circunstâncias. Por conta desta e outras duas limitações, foi proposto por Xie, Cong e Horch (2013) o modelo definido no fluxograma da Figura 5, que será utilizado nas simulações realizadas ao longo deste trabalho.

Figura 5 – Fluxograma para o modelo Xie



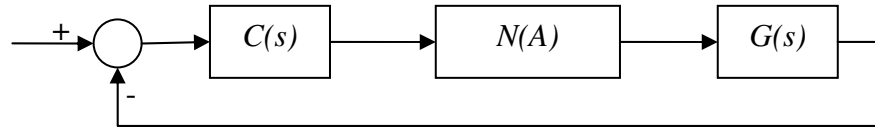
Fonte: Xie, Cong e Horch (2013).

2.5 EFEITOS DO ATRITO EM MALHAS DE CONTROLE

Um dos efeitos indesejados do atrito em malhas de controle é o aparecimento de oscilações indesejadas denominadas ciclos limites. Essas oscilações estão relacionadas a sistemas em malha fechada que apresentam um componente integrador em sua função de transferência. Um método utilizado para verificar a existência de oscilações em malha fechada devido à presença de atrito é a função descritiva. Em Araújo (2012), é definida a função descritiva simplificada para o atrito a partir do modelo de dois parâmetros S e J em função apenas da amplitude.

Um processo com a presença de atrito em sua válvula de controle pode ser modelado conforme Figura 6, onde $N(A)$ representa uma não-linearidade, para o caso em questão o próprio atrito, e é definida através da função descritiva simplificada em (2.3), (2.4) e (2.5) (ARAÚJO, 2012).

Figura 6 – Sistema de controle considerando a não-linearidade do atrito



Fonte: Autoria própria.

$$N(A) = X(A) + jY(A) \quad (2.3)$$

$$X(A) = \frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \arcsen \left(1 - \frac{S}{A} \right) + \left(1 - \frac{S}{A} + 2 \frac{J}{A} \right) \sqrt{\frac{S}{A} \left(2 - \frac{S}{A} \right)} \right) \quad (2.4)$$

$$Y(A) = \frac{1}{\pi} \left(-\frac{S}{A} \left(2 - \frac{S}{A} \right) + 2 \frac{J}{A} \left(1 - \frac{S}{A} \right) \right) \quad (2.5)$$

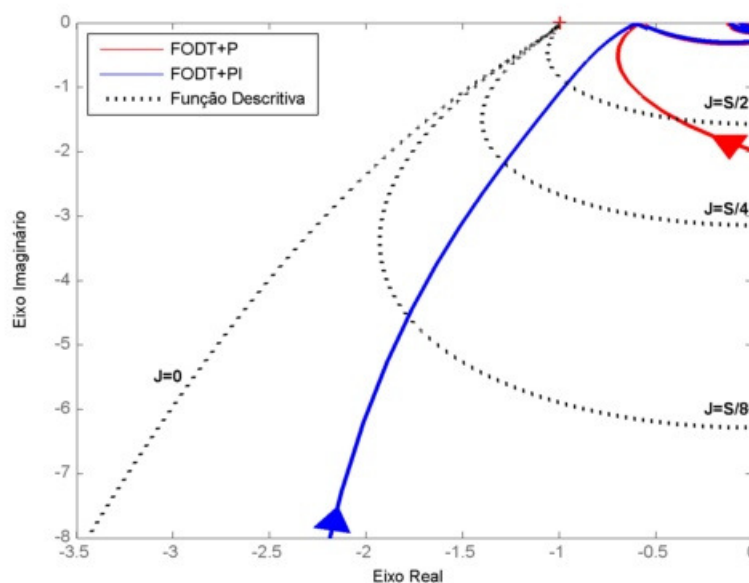
A condição para instabilidade e o aparecimento de oscilações é que ocorra uma inversão de fase dada pela equação (2.6) (ARAÚJO, 2012). Esse ponto de interseção da curva inverso negativa da função descritiva da não linearidade com a curva de Nyquist do processo $C(s) \cdot G(s)$ indicará, aproximadamente, a amplitude e a frequência de oscilação confirmando o aparecimento do ciclo limite.

$$C(s) \cdot G(s) = -\frac{1}{N(A)} \quad (2.6)$$

Verifica-se, nas equações (2.4) e (2.5), que a função descritiva do atrito só depende das razões S/A e J/A . Uma consequência deste fato é que os traços das curvas negativo inverso da função descritiva do atrito parametrizadas pela amplitude A , dependem apenas da razão S/J : em outras palavras, duas funções descritivas do atrito com a mesma relação S/J possuem curvas negativo inverso coincidentes.

É possível observar pela Figura 7 que processos com integrador em sua função de transferência (processo de primeira ordem com controlador PI) atenderão a equação (2.6) para uma gama maior de relações S/J , o que não ocorre para processos sem esse componente em sua função de transferência (processo de primeira ordem com controlador P). Percebe-se também que para J igual a zero, ou seja, apenas com banda morta na válvula, não ocorre o aparecimento de ciclo limite, ou seja, a malha de controle não oscilará para nenhum dos casos ilustrados (processo com integrador ou sem integrador).

Figura 7 – Predição de ciclos limites pela função descritiva



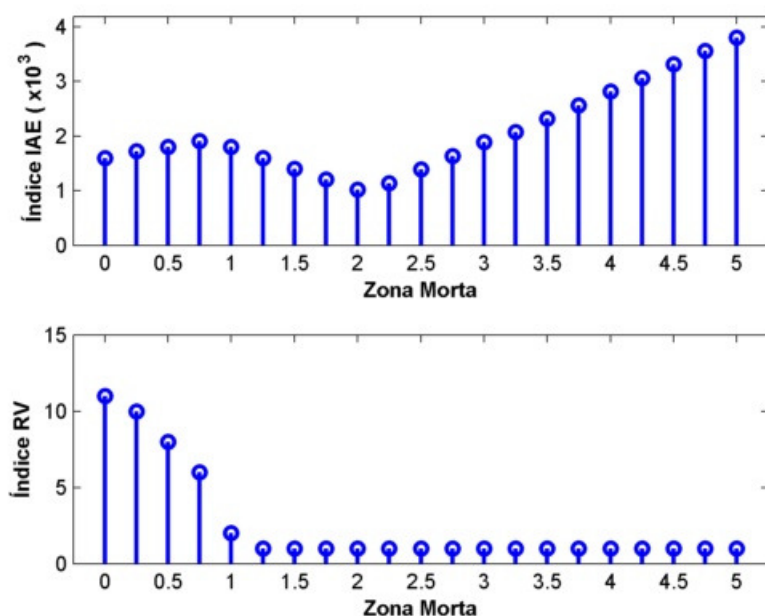
Fonte: Autoria própria.

2.6 COMPENSAÇÃO DE ATRITO SEM MODELO

O modelo de atrito estático aqui utilizado para a simulação foi, primeiramente, proposto por Choudhury, Thornhill e Shah (2005) e, posteriormente, aperfeiçoado por Xie, Cong e Horch (2013). Esse modelo usa apenas dois parâmetros (banda morta S e o salto J) e requer baixo esforço computacional para simulações. Além disso, foi mostrado em Xie, Cong e Horch (2013) que ele consegue representar adequadamente o comportamento do atrito.

Conforme proposto por Shen e Wang (1964) e mencionado em Armstrong-Hélouvry, Dupont e Wit (1994), a aplicação de uma zona morta adequada na ação integral de controladores PID cessa os ciclos limites provocados pelo atrito. Com o aumento da zona morta, piora-se o desempenho da malha de controle, o que pode ser constatado pelo aumento do índice integral do erro absoluto (IAE). Efeito contrário a este se observa no número de reversões na válvula (RV) obtido pela contagem das mudanças de direção no movimento da válvula, conforme ilustra a Figura 8.

Figura 8 - Efeito da zona morta no IAE e no RV

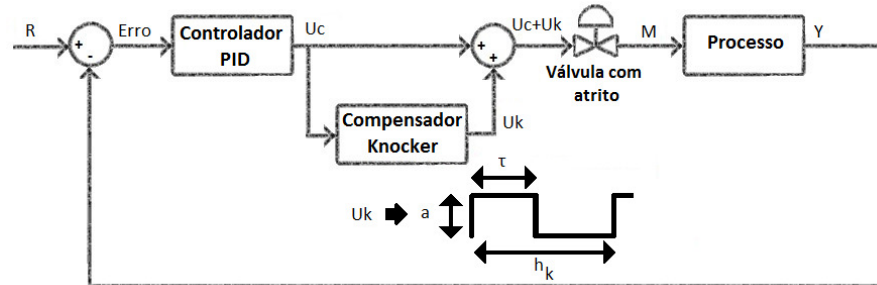


Fonte: Autoria própria.

O método *knocker* (HÄGGLUND, 2002) consiste na adição de pulsos ao sinal de saída do controlador PID, conforme ilustra a Figura 9 (p. 27). Esses pulsos têm por finalidade vencer o atrito estático existente na válvula de controle fazendo a mesma

sair do repouso e, como efeito colateral de sua aplicação, o *knocker* produzirá um número maior de reversões na válvula de controle aumentando o seu desgaste.

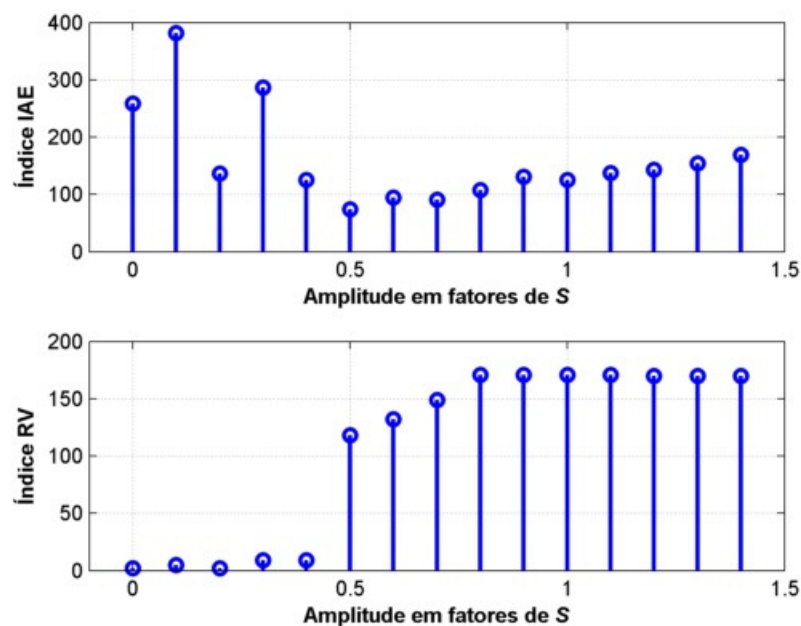
Figura 9 - Características dos pulsos do compensador knocker



Fonte: Autoria própria.

Em Hägglund (2002), também são propostos valores para os parâmetros do *knocker* tais como: a amplitude do sinal a , a largura de pulso τ e o período entre pulsos h_k . Em um estudo posterior de Srinivasan e Rengaswamy (2005), simulações permitiram concluir que valores ótimos para os parâmetros do *knocker* seriam: $a = S/2$, $\tau = 2h$ e $h_k = 5h$, onde h é o tempo de amostragem do sistema. A Figura 10 ilustra o desempenho da malha de controle para diferentes amplitudes do pulso do *knocker* mantendo-se τ e h_k nos seus valores ótimos. Percebe-se que pulsos com amplitude de $S/2$ produzem o menor IAE para a malha de controle, porém é o ponto onde o índice RV torna-se crescente.

Figura 10 - Índices IAE e RV em função da amplitude dos pulsos



Fonte: Autoria própria.

Cabe reforçar aqui a importância da correta estimativa da direção do sinal de controle para que os pulsos sejam aplicados corretamente. Para tal, foi incluído um filtro exponencial ponderado de média móvel com ganho α e introduzido um atraso de tempo Δ_U no cálculo da derivada do sinal de controle, conforme observado em Fadini e Munaro (2014).

Outro método de compensação baseado no *knocker* que adiciona um sinal constante à saída do controlador em função da direção do sinal de controle é o reforço constante (IVAN; LAKSHMINARAYANAN, 2009). Esse método, assim como o *knocker*, também provoca um aumento no número de reversões da válvula e, embora de implementação mais simples, foi mostrado em Cuadros, Munaro e Munareto (2012) que essa compensação dificulta parar os pulsos e atender os requisitos de erro especificados. Visando reduzir o número de reversões na válvula de controle Srinivasan e Rengaswamy (2008) propôs o método de compensação *two move*. Entretanto, esse método requer o conhecimento do valor do sinal de controle para eliminar erros em estado-estacionário, valor esse raramente conhecido e, por isso, tal método tem pouca aplicação prática.

Com o objetivo de reduzir a variabilidade da posição da haste da válvula, foi proposto em Cuadros, Munaro e Munareto (2012) um método para parar os pulsos do compensador *knocker* quando o erro é menor que um valor especificado. Havendo distúrbios ou mudança no sinal de referência, a compensação é reiniciada. Em Arifin e colaboradores (2014), o procedimento de desligar pulsos foi substituído pela compensação com pulsos de amplitude variável em que essa amplitude varia de acordo com o sinal absoluto do erro filtrado, esse por sua vez reduz a amplitude do sinal de compensação até que um erro pequeno produz pouco ou nenhum movimento para a válvula. Essa implementação tem como restrição o fato de que para pulsos de amplitude acima de certo valor o erro irá aumentar proporcionalmente à amplitude dos pulsos, não havendo convergência do método. O algoritmo funciona corretamente na situação em que a amplitude comece de zero e os pulsos cessem com amplitude em torno de 50% do valor da banda morta do atrito, parâmetro S do modelo de Xie, Cong e Horch (2013), citado na Seção 2.4 (p. 21).

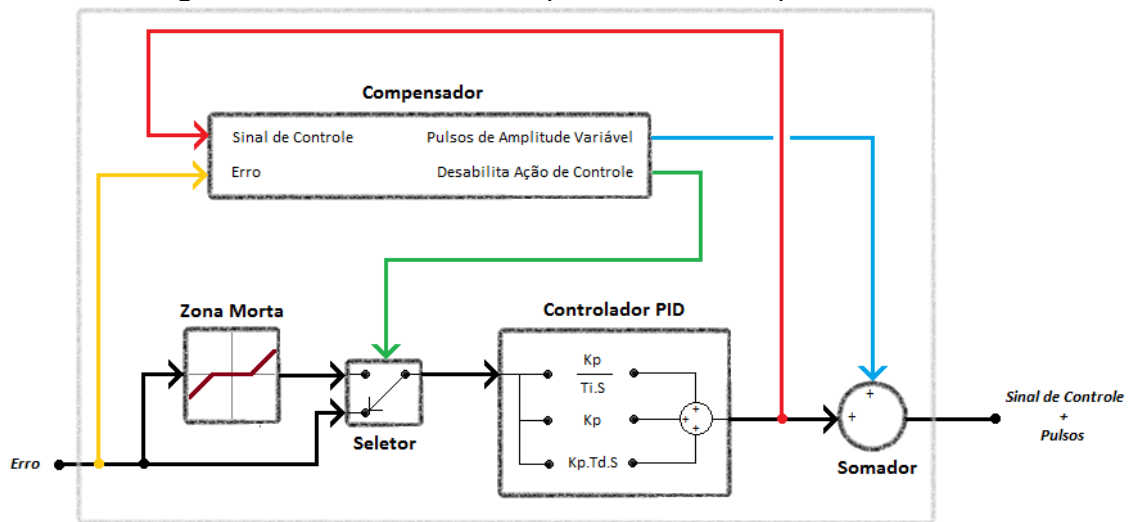
3 MÉTODO DE PULSOS DE AMPLITUDE VARIÁVEL

3.1 DESCRIÇÃO

O método de pulsos de amplitude variável consiste na aplicação de pulsos com a amplitude modulada de forma a aproximar a variável de processo à referência do controlador dentro de limites especificados para o erro. A utilização de um sinal de amplitude modulada para os pulsos tem por objetivo diminuir o número de reversões da válvula evitando uma mudança de posição da mesma no caso de uma parada abrupta dos pulsos. Dada essa característica é esperado que, quando a variável de processo aproximar-se da referência do controlador, respeitando-se os limites impostos para o valor absoluto do erro, os pulsos cessem uma vez que é aplicada uma zona morta no controlador PID e com isso pequenos erros não são mais integrados. Caso a variável de processo ultrapasse o limite definido pela zona morta em torno da referência do controlador, a aplicação dos pulsos de compensação crescente é reiniciada.

Para aplicação do método de pulsos de amplitude variável, o compensador deverá ter a estrutura representada na Figura 11 (p. 30). Nesta estrutura, podem ser identificados os seguintes componentes: zona morta, seletor de sinal, controlador PID, somador e, por fim, o compensador. O objetivo do conjunto zona morta com o seletor de sinal é inibir a ação do controlador quando o compensador assim indicar através de sua saída “*Desabilita Ação de Controle*”. Essa ação é a aplicação da zona morta no erro inibindo assim os efeitos do sinal de controle eliminando-se os ciclos limites conforme indicado em Armstrong-Hélouvry, Dupont e Wit (1994). Para a aplicação dos pulsos de amplitude modulada, o compensador apresenta como entrada o erro e o sinal de controle gerador pelo controlador PID. Por fim, os pulsos gerados serão modulados em amplitude por um sinal periódico a ser definido. Esses pulsos de amplitude variável são somados ao sinal gerado pelo controlador PID e enviados ao elemento final de controle. Uma vez atendida à condição sobre o erro, ou seja, valor absoluto do erro inferior ao limite especificado, o compensador cessará os pulsos. Caso o erro volte a ficar superior ao limite especificado, o compensador voltará a gerar os pulsos de amplitude modulada novamente, reiniciando o ciclo de compensação.

Figura 11 - Estrutura do compensador de amplitude variável



Fonte: Autoria própria.

O fluxograma da Figura 12 (p. 31) ilustra o algoritmo proposto para o compensador para o qual definem-se os seguintes parâmetros:

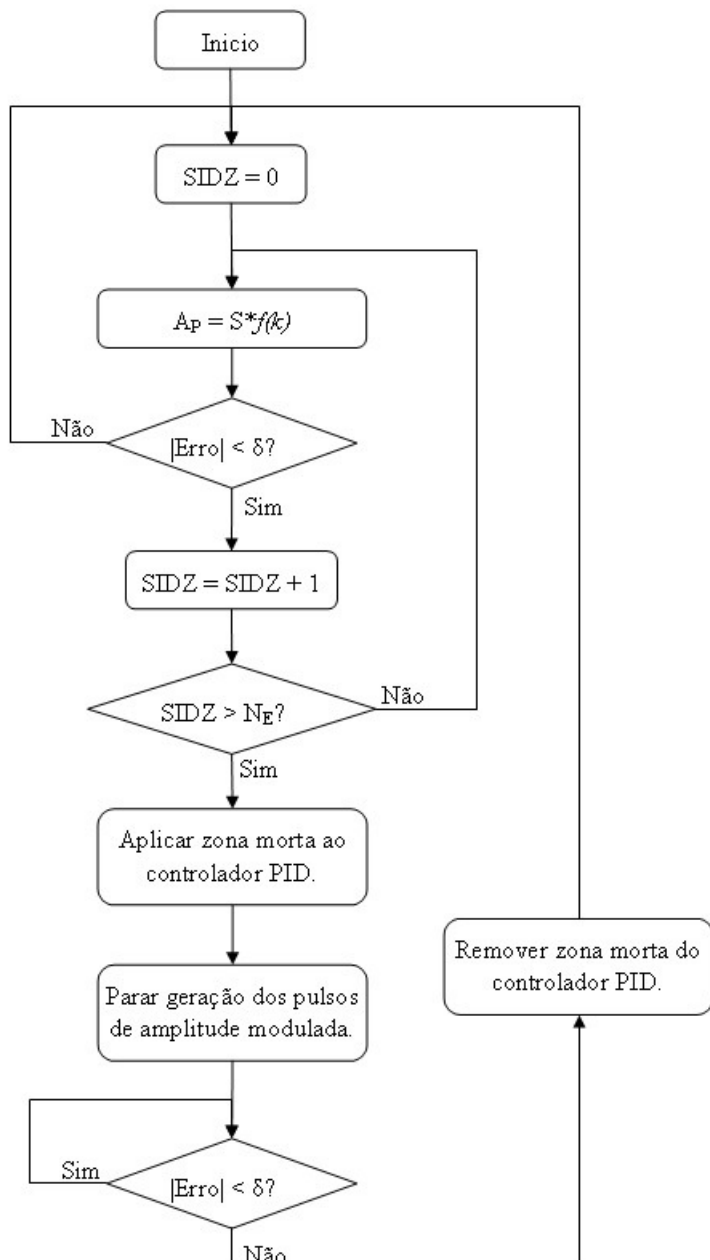
- ✓ δ : Limite especificado sobre o erro;
- ✓ A_p : Amplitude dos pulsos aplicados;
- ✓ $f(k)$: Sinal modulador de amplitude, sendo uma função do instante de tempo discreto k ;
- ✓ A_{MAX} : Amplitude máxima atingida pelo sinal modulador a ser definida na seção 3.2;
- ✓ A_{MIN} : Amplitude mínima atingida pelo sinal modulador a ser definida na seção 3.2;
- ✓ N_R : Número de tempos de amostragem durante o qual o sinal modulador variará a amplitude dos pulsos;
- ✓ N_E : Número de tempos de amostragem durante o qual o erro deve ser menor que o especificado para cessar os pulsos;
- ✓ $SIDZ$: Contador do número de amostras sucessivas durante as quais o erro é menor que o especificado.

Esse algoritmo define a regra de formação de um sinal modulador a ser aplicado na amplitude dos pulsos do compensador *knocker*, bem como de uma regra para cessar os pulsos e aplicar uma zona morta na ação do controlador PID, de modo

que a mesma não faça a oscilação reiniciar devido a erros menores que o especificado.

A forma do sinal modulador da amplitude dos pulsos será detalhada na Seção 3.2 deste capítulo e os demais parâmetros do método na Seção 3.3.

Figura 12 - Fluxograma do algoritmo proposto.



Fonte: Autoria própria.

3.2 SINAL MODULADOR DA AMPLITUDE DOS PULSOS

No método de pulsos de amplitude variável, define-se como sinal modulador para amplitude dos pulsos uma rampa, crescente ou decrescente, a ser multiplicada pelos pulsos. No caso de gerar os pulsos pelo método *knocker* (HÄGGLUND, 2002), a amplitude dos pulsos é fixa e em Srinivasan e Rengaswamy (2005), a partir de diversas simulações, obteve-se o valor $S/2$ como ótimo para essa amplitude, onde S é definido como sendo a banda morta mais a banda de agarramento no modelo de atrito a dois parâmetros (XIÉ; CONG; HORCH, 2013). Este método de gerar os pulsos será usado, inicialmente, para as análises, sendo outras formas de gerar pulsos discutidas na Seção 3.5. Com a aplicação do sinal modulador, a amplitude dos pulsos do *knocker* passa a ser definida conforme equação (3.1)

$$a = S \times f(k) \quad (3.1)$$

A função $f(k)$ define, então, o sinal modulador utilizando-se como amplitude absoluta para os pulsos o valor de S . Essa definição do valor absoluto possibilita oscilar a amplitude requerida em torno do valor ótimo $S/2$ (SRINIVASAN; RENGASWAMY, 2005). Na função (3.1), k define instantes de tempos discretos, o que garante a variação da amplitude. Para uma rampa decrescente, a função $f(k)$ é definida como (3.2)

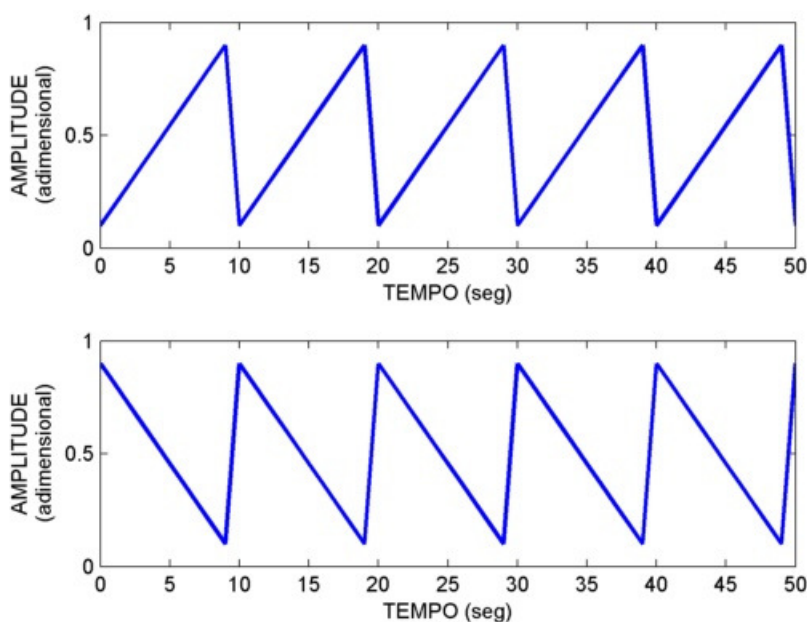
$$f(k) = A_{MAX} - \text{mod}(k, N_R) \cdot \left(\frac{A_{MAX} - A_{MIN}}{N_R - 1} \right). \quad (3.2)$$

Para uma rampa crescente, a função $f(k)$ é definida como (3.3)

$$f(k) = A_{MIN} + \text{mod}(k, N_R) \cdot \left(\frac{A_{MAX} - A_{MIN}}{N_R - 1} \right), \quad (3.3)$$

onde *mod* é a função módulo e retorna o resto da divisão entre o instante de tempo discreto k e o parâmetro N_R . As curvas geradas pelas funções (3.2) e (3.3) encontram-se ilustradas na Figura 13 (p. 33) para N_R igual a 10, A_{MAX} igual a 0,9 e A_{MIN} igual a 0,1, considerando tempos discretos a cada um segundo.

Figura 13 – Sinal modulador de amplitude $f(k)$ - rampa crescente (superior) e decrescente (inferior)



Fonte: Autoria própria.

O sinal em rampa crescente ou decrescente permite o aumento ou diminuição gradual da amplitude dos pulsos, o que, em tese, movimentará mais ou menos o elemento final de controle levando o erro para uma região desejada. Para um melhor entendimento deste efeito, será aqui explicado o comportamento do erro em função da amplitude dos pulsos quando os mesmos aumentam ou diminuem. Tal comportamento, erro em função da amplitude dos pulsos, já foi mencionado por Fadini e Munaro (2014) e será aqui refeito utilizando-se uma rampa de amplitude crescente e outra decrescente aplicadas a um sistema de primeira ordem definido pela equação (3.4) e um modelo de atrito com S igual a 7 e J igual a 1.

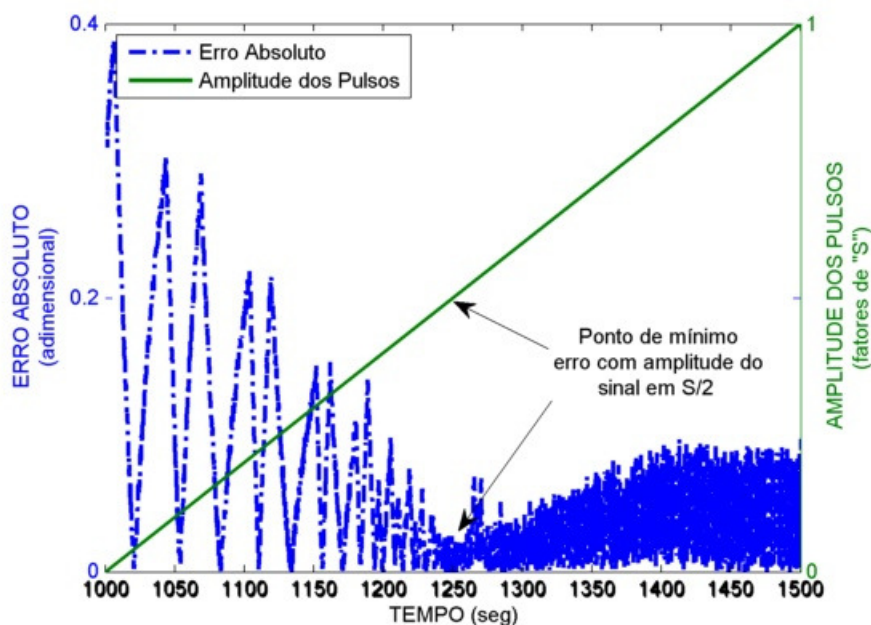
$$G(s) = \frac{1}{25s + 1} \quad (3.4)$$

Uma rampa de baixa inclinação é utilizada aqui apenas para facilitar a visualização do efeito da amplitude no erro sem nenhuma análise sobre seu valor.

Para uma rampa crescente de amplitude variando de zero até S , a Figura 14 (p. 34) ilustra o comportamento do erro em função da amplitude dos pulsos aplicados. Percebe-se que, quando a amplitude dos pulsos aumenta, o erro tenderá a diminuir até um valor mínimo. Nesse ponto mínimo, se a amplitude continuar a aumentar, o erro voltará a crescer sendo este ponto o mínimo erro que se conseguirá utilizando

como método de compensação o *knocker*. Cabe ressaltar que o valor de erro mínimo obtido ocorre quando a amplitude dos pulsos atingir um valor próximo de $S/2$, conforme observado por Srinivasan e Rengaswamy (2005).

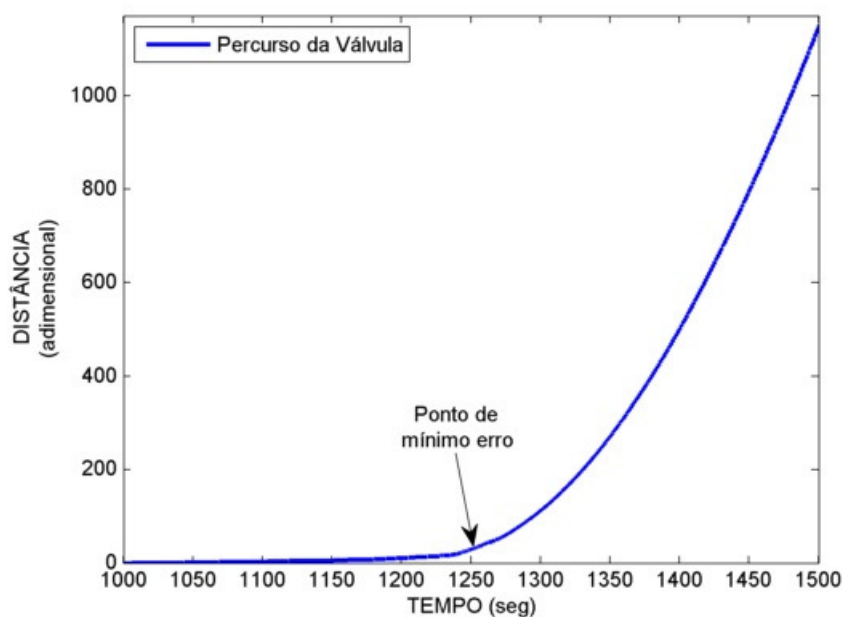
Figura 14 – Variação do erro em função da variação de amplitude dos pulsos em uma rampa crescente.



Fonte: Autoria própria.

Do resultado obtido na Figura 14, percebe-se também que pulsos de baixa amplitude não surtem efeitos diretamente no erro uma vez que a redução do erro na região de baixa amplitude nos pulsos é pequena. Isso se deve ao fato de pulsos de pequena amplitude não conseguirem vencer o atrito que existe na válvula, não surtindo efeito na compensação do mesmo. Como resultado, ocorrerá pouca movimentação na válvula, o que pode ser constatado na Figura 15 (p. 35), onde foi mensurada a distância percorrida pela válvula ao longo do tempo durante a aplicação da rampa crescente como sinal modulador da amplitude dos pulsos do *knocker*.

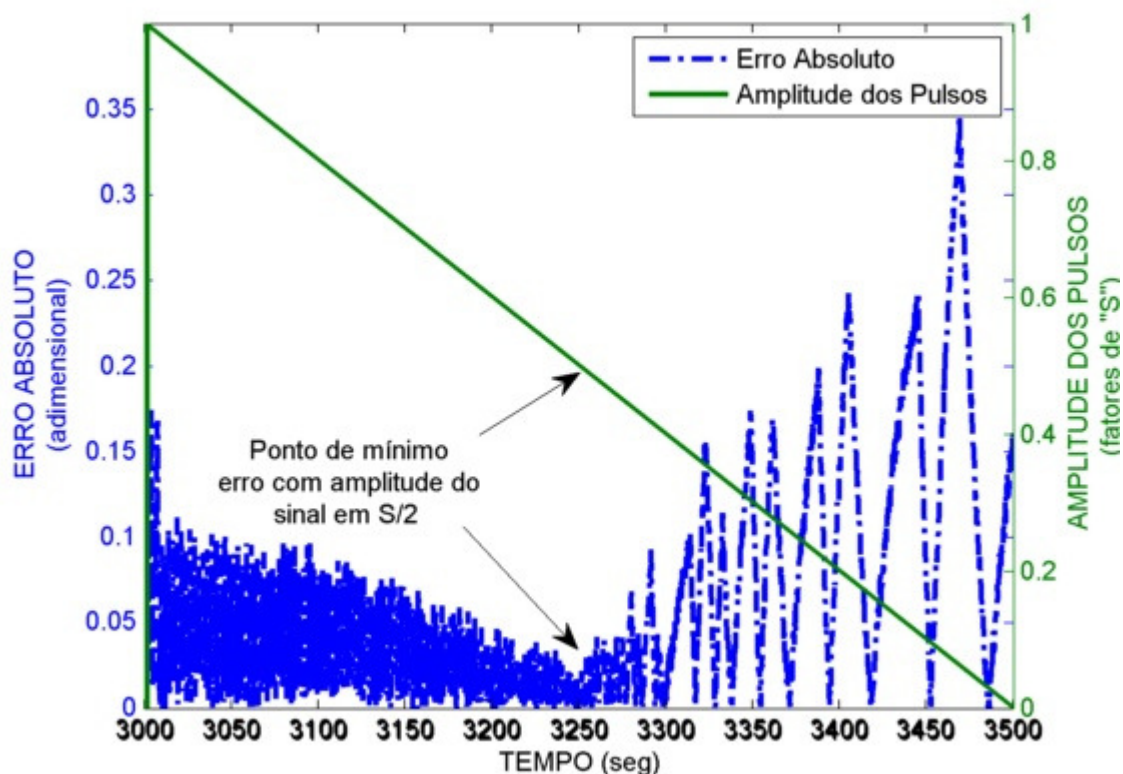
Figura 15 – Distância percorrida pela haste da válvula durante a aplicação de pulsos em uma rampa crescente de amplitude



Fonte: Autoria própria.

Para uma rampa decrescente de amplitude variando de S até zero, a Figura 16 ilustra o comportamento do erro em função da amplitude dos pulsos aplicados. Percebe-se que, com os pulsos em sua amplitude máxima, rapidamente o erro diminui e assim continua até atingir seu mínimo valor. Com os pulsos ainda diminuindo, o erro volta a aumentar. Novamente é possível observar que o ponto de mínimo erro apresentado na curva da Figura 16 (p. 36) ocorre quando a amplitude aplicada aos pulsos atingiu valores próximos a $S/2$.

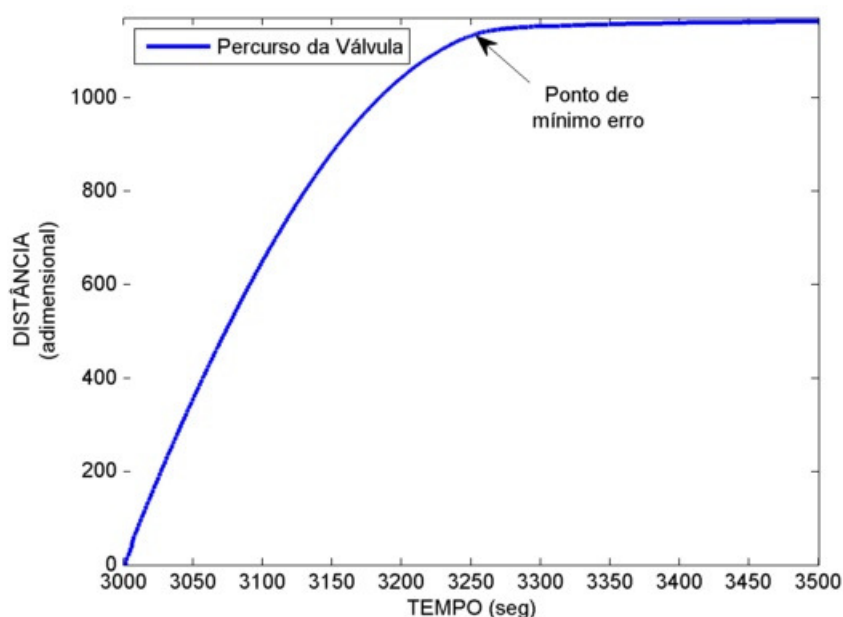
Figura 16 - Variação do erro em função da variação de amplitude dos pulsos em uma rampa decrescente



Fonte: Autoria própria.

Do resultado obtido na Figura 16, percebe-se que os pulsos iniciais por apresentarem grande amplitude reduzem drasticamente o erro, porém não atingindo o mínimo erro, ponto este atingido quando a amplitude continua a diminuir. Um dos motivos dessa redução inicial drástica no erro se deve ao fato dos pulsos possuírem grande amplitude o que facilmente vence o atrito existente na válvula causando inúmeras reversões na mesma e consequente redução no erro existente, fato este que pode ser constatado na Figura 17 (p. 37), onde foi mensurada a distância percorrida pela válvula ao longo do tempo durante a aplicação da rampa decrescente como sinal modulador da amplitude dos pulsos do *knocker*.

Figura 17 - Distância percorrida pela haste da válvula durante a aplicação de pulsos em uma rampa decrescente de amplitude



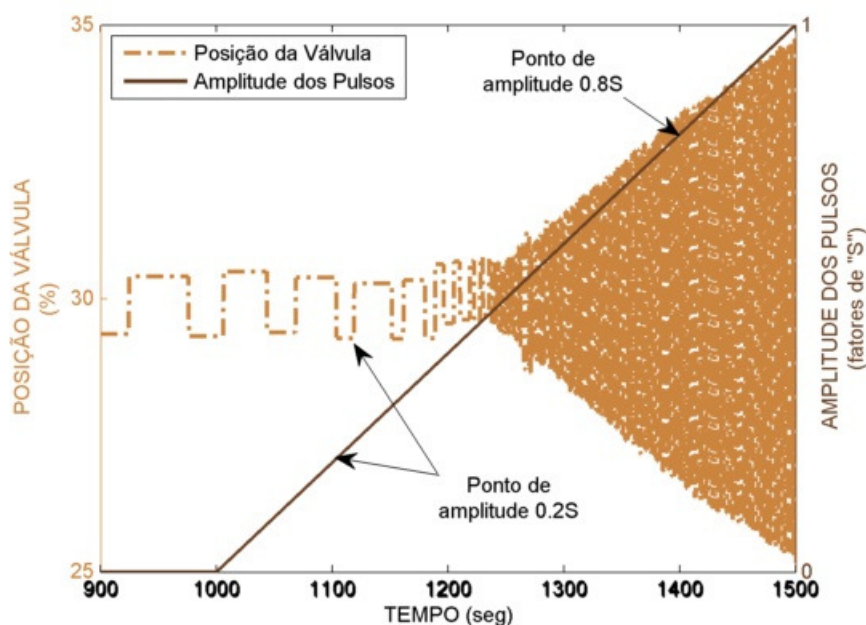
Fonte: Autoria própria.

Com isso, evidencia-se que, apesar de possuírem erro mínimo para a mesma amplitude, as rampas crescentes e decrescentes apresentam comportamento distinto na forma como se aproximam deste erro. Conforme explicação prévia, o método de amplitude variável tem como critério um limite de erro admissível e, ao atingir este limite, o método desliga os pulsos. A rampa crescente imporá uma menor movimentação à válvula visando atingir o mínimo erro. Porém, os pulsos ao serem interrompidos pelo método estarão em amplitude crescente aumentando a probabilidade da válvula se movimentar com grande amplitude e com isso provocar um aumento no erro deslocando-o fora do limite especificado. Em contrapartida, a rampa decrescente imporá uma maior movimentação à válvula o que fará o erro atingir rapidamente seu limite especificado e sua interrupção se dará em amplitude decrescente e, como visto, menor amplitude e menor movimentação na válvula diminuindo-se assim a probabilidade do erro se deslocar para fora do limite especificado.

Os limites de amplitude do sinal modulador podem ser ajustados de forma a tornar mais eficiente a aproximação do erro no seu ponto mínimo. Toma-se, como exemplo, a rampa de amplitude crescente da Figura 18 (p. 38). Nela, observa-se que, para amplitudes inferiores a $0,2S$, não ocorrem movimentações significativas na

válvula de controle traduzindo-se em pouca ou nenhuma compensação para o atrito existente. Para este caso, escolhendo-se um valor de $0,2S$, como o ponto de mínimo para a rampa crescente, o método já iniciaria com alguma compensação, trazendo o erro para dentro do limite especificado mais rapidamente. Assim como o limite de amplitude máxima para a rampa pode ser escolhida como $0,8S$ evitando que a válvula receba pulsos grandes que possam movimentá-la de forma muito agressiva trazendo o erro para fora do limite especificado.

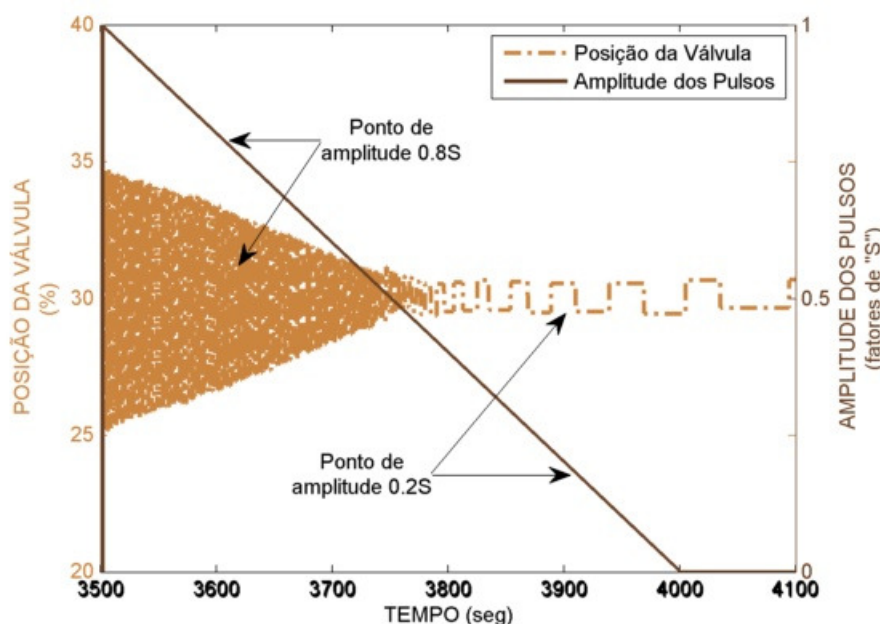
Figura 18 – Posição da válvula em função da amplitude dos pulsos para uma rampa crescente como sinal modulador de pulsos



Fonte: Autoria própria.

O mesmo raciocínio é válido para a rampa decrescente como sinal modulador, onde $0,8S$ reduziria o erro para dentro do limite especificado com uma menor movimentação na válvula quando comparado com uma amplitude de sinal S , bem como um sinal mínimo de $0,2S$ já não mais faria efeito na válvula sendo um bom ponto para término da rampa, conforme ilustra a Figura 19 (p. 39).

Figura 19 - Posição da válvula em função da amplitude dos pulsos para uma rampa decrescente como sinal modulador de pulsos



Fonte: Autoria própria.

3.3 DEFINIÇÕES DOS PARÂMETROS DO MÉTODO

Pressupõe-se, inicialmente, que os parâmetros do método de pulsos de amplitude variável possuem alguma relação com a dinâmica do processo no qual será aplicado. Tal hipótese surge da própria definição de cada parâmetro a ser sintonizado para o método. Toma-se como exemplo a definição do parâmetro N_R , forma mais detalhada a seguir:

- ✓ N_R : Este parâmetro define o número de tempos de amostragem durante os quais o sinal modulador em rampa irá do seu valor inicial até seu valor final, alterando assim a inclinação da rampa entre seu valor inicial e final, que são definidos pelo A_{MAX} e A_{MIN} e do tipo de rampa, crescente ou decrescente. É coerente relacionar o mesmo à dinâmica do processo uma vez que um sinal modulador que varia muito rápido entre os valores iniciais e finais não possibilitará tempo de resposta suficiente ao sistema.

O objetivo desta seção é testar tal hipótese com um foco nas definições dos parâmetros a serem sintonizados, servindo como um guia para a obtenção de seus valores e para tal foram utilizadas simulações propondo-se cenários com dinâmicas

distintas conforme Tabela 1. Foi utilizado, nas simulações, um controlador do tipo PI (proporcional e integral) paralelo clássico, sintonizado pelo método do modelo interno (*Internal Model Control* – IMC) preservando as dinâmicas dos processos conforme exemplificado em Campos e Teixeira (2006). Para o modelo de atrito os parâmetros utilizados foram S igual a 7 e J igual a 2 (XIÉ; CONG; HORCH, 2013).

Tabela 1 – Cenários propostos para estudo dos parâmetros do método

Dinâmica	Planta	Sintonia do PI	
		K_P	T_I
Rápida	$G(s) = \frac{1,5}{12,5s + 1}$	0,67	12,5
Intermediária	$G(s) = \frac{1,5}{25s + 1}$	0,67	25
Lenta	$G(s) = \frac{1,5}{50s + 1}$	0,67	50

Fonte: Autoria própria.

3.3.1 Limite sobre o erro

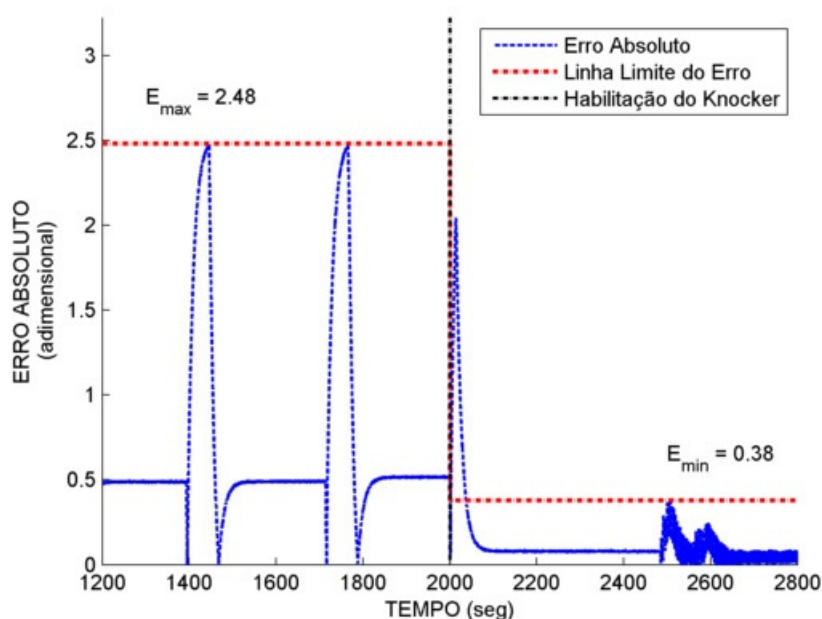
O objetivo do método é a redução do erro para dentro de um limite especificado sem movimentações desnecessárias no elemento final de controle. Para atingir esse objetivo, conforme explicado nas seções anteriores, varia-se a amplitude dos pulsos aplicados ao elemento final de controle e, com o erro dentro dos limites, aplica-se uma zona morta de maneira a não mais alterar a posição do elemento final de controle. O entendimento do autor em relação ao limite especificado sobre o erro é que o mesmo é um requisito de projeto referente à malha de controle, apresentando especificações particulares a cada tipo de malha de controle. Cabe enfatizar aqui que esse limite, do ponto de vista do método, apresenta restrições quanto a seu valor, limitando-se a uma faixa de valores do mínimo erro obtido com a aplicação exclusiva do método de compensação *knocker*, ao máximo erro obtido sem a utilização de qualquer método de compensação, ou seja, com os ciclos limites impostos pela existência do atrito. Valores para o limite sobre o erro definidos acima do máximo erro obtido significa que a compensação não se faz necessária, pois o

ciclo limite imposto pelo atrito não levará o erro da malha de controle acima deste limite. Já valores para o limite sobre o erro definido abaixo do mínimo erro obtido com o compensador *knocker* em seu ponto ótimo de operação não serão alcançados. Posto estas restrições, apesar do limite sobre o erro ser uma especificação de projeto, seu valor deverá ser limitado para que a compensação faça sentido, definindo-se assim uma região de valores válidos para esta especificação.

Tomando em conta a premissa definida para os valores válidos do limite sobre o erro, a Figura 20 (p. 42) ilustra de uma maneira simples a forma de se obter o conjunto de valores válidos para o limite sobre o erro utilizando-se a planta de dinâmica rápida. A técnica utilizada para tal consiste simplesmente em deixar a malha de controle oscilar com a presença do atrito, obtendo-se assim o valor máximo de erro obtido (E_{max}). Com a malha de controle oscilando, habilita-se a compensação utilizando-se o *knocker* em seu ponto ótimo de operação, ou seja, com amplitude dos pulsos igual a $S/2$. Desta forma, será possível mensurar o valor do mínimo erro obtido. Com isso, o limite especificado sobre o erro δ tem como faixa de valores válidos aqueles definidos em (3.5).

$$E_{\min} < \delta < E_{\max} \quad (3.5)$$

Figura 20 - Erro absoluto máximo para uma planta de dinâmica rápida com knocker habilitado no instante de tempo 2000 segundos



Fonte: Autoria própria.

Repetindo esse experimento para as três dinâmicas de interesse listadas na Tabela 1 (p. 40), obtiveram-se os valores de limites de erro listados na Tabela 2. É importante ressaltar aqui que o método de obtenção da faixa de valores válidos para o limite sobre o erro do ponto de vista do compensador de pulsos de amplitude variável é aplicável em qualquer caso. Deve-se, porém estar ciente de que a faixa de valores obtidos está atrelada à sintonia do controlador PID e aos parâmetros do pulso do *knocker*.

Tabela 2 - Limites sobre o erro especificado para as dinâmicas selecionadas

Dinâmica	E_{\max}	E_{\min}
Rápida	2,48	0,38
Intermediária	2,33	0,10
Lenta	2,22	0,11

Fonte: Autoria própria.

3.3.2 Especificação do parâmetro N_R

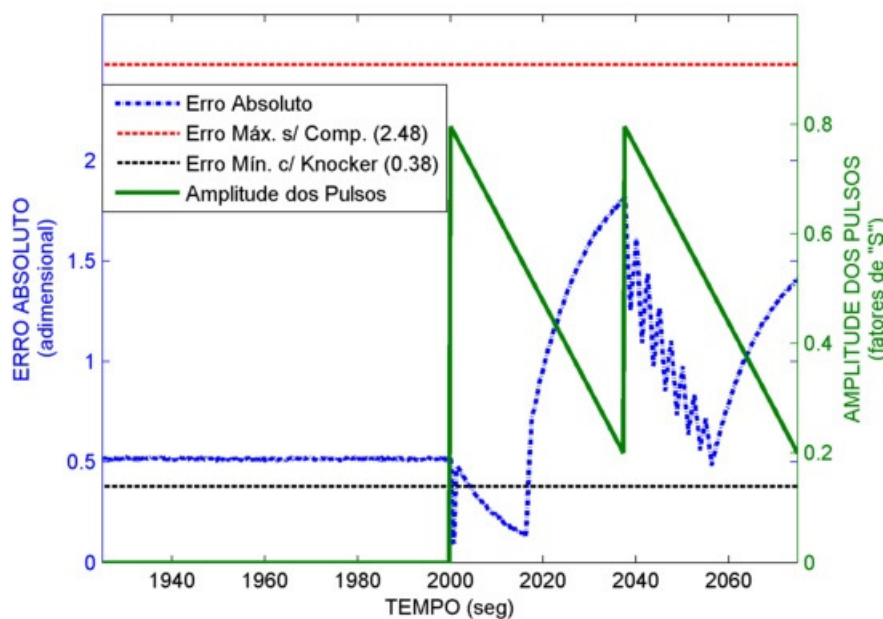
Conforme definido no início da Seção 3.3, o parâmetro N_R é o número de tempos de amostragem no qual o sinal modulador em rampa irá do seu valor inicial até seu valor final, alterando assim a inclinação da rampa. Quanto maior seu valor, menor será a variação da amplitude dos pulsos e, a depender do tipo de sinal modular utilizado, rampa crescente ou rampa decrescente, maior será o tempo que o método levará para reduzir o erro ao seu limite especificado. Em contrapartida, quanto menor o seu valor, maior será a variação da amplitude dos pulsos e, a depender da dinâmica do processo, essa maior variação na amplitude não permitirá que o processo responda a contento. Entende-se como dinâmica do processo aquela referente ao sistema como um todo, ou seja, a planta de processo juntamente com o controlador, o que fica enfatizado aqui a influência da sintonia do controlador na obtenção do parâmetro N_R , atrelando ajustes na sintonia do controlador PID a ajustes a sintonia do compensador por pulsos de amplitude variável.

Uma boa referência para avaliar a dinâmica do processo em uma análise temporal é a utilização do tempo de estabilização (KUO; GOLNARAGHI, 2009) como sendo o tempo requerido para que a resposta ao degrau reduza e fique dentro de uma faixa de cinco por cento do seu valor final. Baseando-se nessa definição, um valor mínimo justo a ser parametrizado em N_R é através do uso do tempo de estabilização, o que garante que haverá tempo suficiente para o sistema responder aos pulsos aplicados.

Para as três dinâmicas propostas na Tabela 1 (p. 40), foram medidos o tempo de estabilização como sendo: para uma dinâmica rápida um tempo de 38 segundos, para uma dinâmica intermediária um tempo de 75 segundos e para uma dinâmica lenta um tempo de 150 segundos. A Figura 21 (p. 44) ilustra a resposta do erro do processo com dinâmica rápida com N_R igual a 150 que para um tempo de amostragem de 250 milissegundos equivale, aproximadamente, a um tempo de 38 segundos. A Figura 22 (p. 44) ilustra a resposta do erro do processo com uma dinâmica intermediária com N_R igual a 300 que é igual a 75 segundos para um tempo de amostragem de 250 milissegundos. A Figura 23 (p. 45) ilustra a resposta do erro do processo com uma dinâmica lenta com N_R igual a 600 que é igual a 150 segundos para um tempo de amostragem de 250 milissegundos. As figuras ilustram a resposta a uma rampa decrescente como sinal modulador da amplitude dos

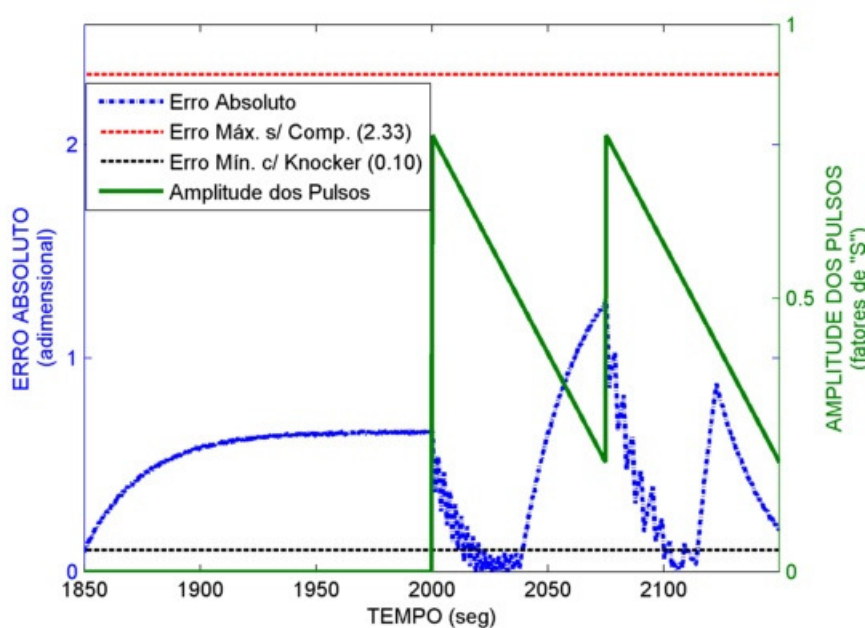
pulsos, sendo exibidos dois ciclos do sinal modulador após o início da compensação, podendo notar que o valor do erro aproxima-se de maneira rápida ao limite mínimo sobre o erro quando da compensação exclusivamente com o *knocker*.

Figura 21 - Resposta do sistema com dinâmica rápida para pulsos de amplitude decrescente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 150 de tempos de amostragem



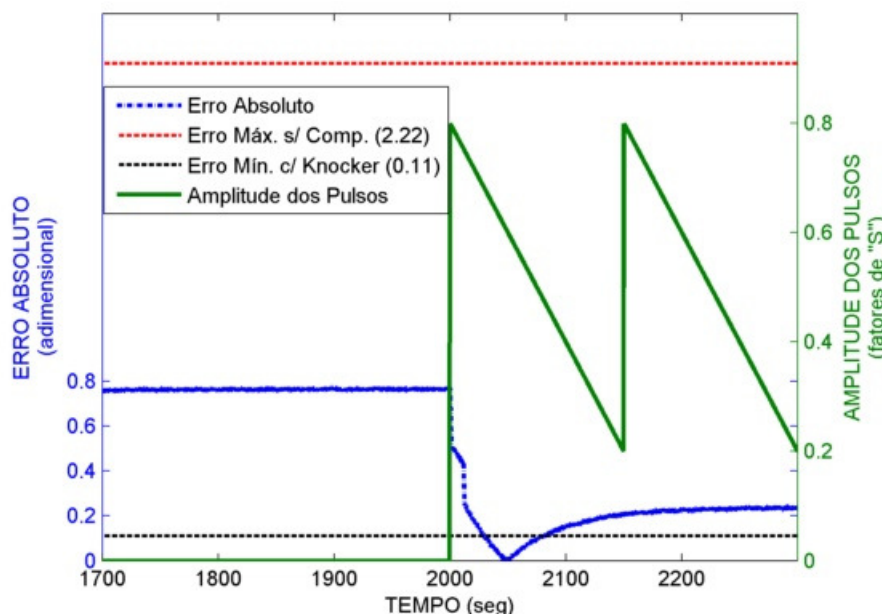
Fonte: Autoria própria.

Figura 22 - Resposta do sistema com dinâmica intermediária para pulsos de amplitude decrescente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 300 tempos de amostragem



Fonte: Autoria própria.

Figura 23 - Resposta do sistema com dinâmica lenta para pulsos de amplitude decrescente de 0,8S até 0,2S com N_R igual a 600 tempos de amostragem



Fonte: Autoria própria.

Para obtenção do tempo de estabilização de sistemas reais, podem ser utilizadas técnicas de reação, por exemplo, mudança na referência do controlador ou, conhecendo-se a dinâmica do processo em malha fechada com o controlador PID, aplicar um fator entre 3 e 5 na constante de tempo para obtenção do tempo de estabilização.

3.3.3 Especificação do parâmetro N_E

Antes de propor um valor para o parâmetro N_E , cabe aqui um detalhamento sobre sua definição, exemplificando seu efeito sobre o método de pulsos de amplitude variável.

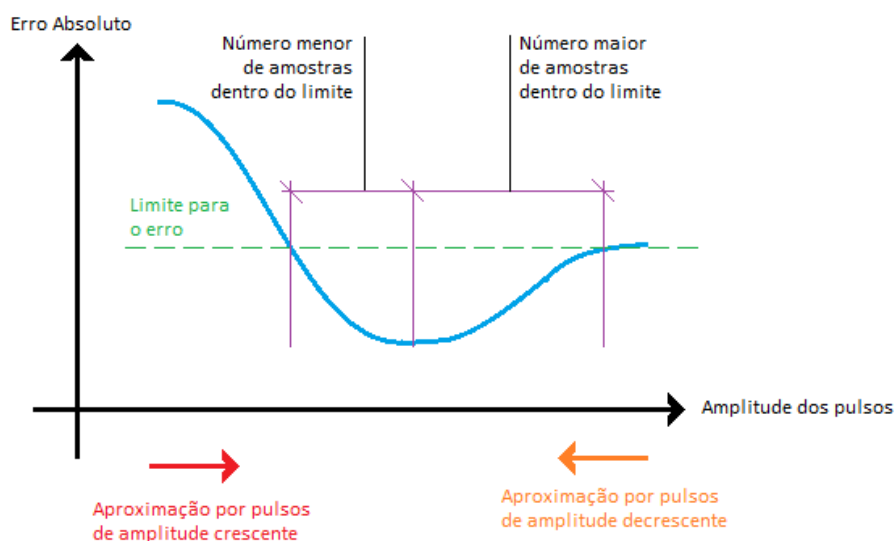
- ✓ N_E : Este parâmetro define o número de tempos de amostragem durante o qual o erro deverá ser menor que o limite especificado sobre o erro para somente então cessarem os pulsos e aplicar uma zona morta ao controlador PID desabilitando, conseqüentemente, a ação de controle. A escolha de N_E reflete a probabilidade de que o erro permanecerá dentro do valor δ especificado. Quanto maior seu valor, maior essa probabilidade, mas será maior também o tempo para

cessar os pulsos podendo provocar uma movimentação indesejada na válvula de controle que desloque o erro para fora do limite especificado.

A maior ameaça ao sucesso do algoritmo vem de uma possível movimentação da válvula de controle no intervalo N_E que cause uma mudança na variável de processo suficiente para que leve o erro para fora do limite especificado sobre o mesmo depois de cessados os pulsos e, portanto, o ajuste do N_E deve ser tal que minimize essa possibilidade.

Para uma definição de qual valor adotar para o parâmetro N_E , toma-se como hipótese que a função do erro versus amplitude dos pulsos não é simétrica em seu ponto de mínimo e, portanto, a forma de busca para o mínimo erro dependerá do ponto inicial da busca. Quando é utilizado um sinal modulador de amplitude dos pulsos em rampa crescente, o erro demorará mais a entrar na região limite para o erro, porém em poucas amostras atingirá o mínimo erro, conforme ilustra a Figura 14 (p. 34). Já quando é utilizada uma rampa decrescente como sinal modulador de amplitude dos pulsos, o erro rapidamente entrará na região limite para o erro, porém demandará mais amostras dentro dessa região para atingir o ponto de mínimo erro, conforme ilustra a Figura 16 (p. 36). A Figura 24 ilustra a hipótese aqui em consideração.

Figura 24 – Função erro absoluto versus amplitude dos pulsos para definição do N_E



Fonte: Autoria própria.

Levando-se em consideração essa característica da curva do erro em função da amplitude dos pulsos e reconhecendo-se o fator probabilístico do parâmetro N_E do método, pode-se supor que, para uma rampa crescente como sinal modulador de amplitudes, N_E deverá ser definido como um número menor de amostras do que o N_E definido para a rampa decrescente, visando atingir o ponto de mínimo erro com maior possibilidade de interrupção dos pulsos.

Como forma de verificar a definição do N_E em função do tipo de sinal modulador, o autor define aqui o valor de N_E como sendo uma razão do N_R , procedendo com uma sequência de simulações com os sistemas definidos na Tabela 1 (p. 40), onde se variou o valor de N_E para uma série de alterações na referência do controlador PID, avaliando-se assim o percentual de vezes que tal relação de N_E / N_R permitiu a parada dos pulsos. Tais simulações foram realizadas tanto para o sinal modulador em rampa crescente quanto para o sinal modulador em rampa decrescente e seu resultado se encontra resumido na Figura 25. As regiões marcadas indicam o percentual com que o método conseguiu parar os pulsos nas simulações para uma mesma relação de N_E / N_R e quinze mudanças sucessivas na referência do controlador, mantendo o erro dentro da região limite.

Figura 25 – Avaliação do valor de N_E na parada dos pulsos e manutenção do erro dentro do limite especificado

NE/NR	RAMPA CRESCENTE			RAMPA DECRESCENTE		
	RAPIDA	INTERMEDIÁRIA	LENTA	RAPIDA	INTERMEDIÁRIA	LENTA
0,1	0,0%	0,0%	0,0%	0,0%	6,7%	0,0%
0,2	100,0%	66,7%	60,0%	6,7%	0,0%	6,7%
0,3	100,0%	53,3%	33,3%	6,7%	0,0%	0,0%
0,4	100,0%	93,3%	13,3%	20,0%	0,0%	20,0%
0,5	53,3%	6,7%	0,0%	26,7%	0,0%	40,0%
0,6	0,0%	0,0%	0,0%	40,0%	20,0%	73,3%
0,7	6,7%	0,0%	0,0%	100,0%	100,0%	86,7%
0,8	0,0%	0,0%	0,0%	100,0%	93,3%	80,0%
0,9	0,0%	0,0%	0,0%	100,0%	26,7%	53,3%
1,0	0,0%	0,0%	0,0%	86,7%	20,0%	26,7%

Legenda

	Probabilidade baixa de parar os pulsos entre todas as perturbações no ponto de ajuste.
	Probabilidade intermediária de parar os pulsos entre todas as perturbações no ponto de ajuste.
	Probabilidade alta de parar os pulsos entre todas as perturbações no ponto de ajuste.

Fonte: Autoria própria.

Percebe-se que existe uma região onde a relação N_E / N_R atingiu um maior percentual de sucesso em manter o erro dentro da região limite sem a aplicação de pulsos de compensação adicionais. Observando a Figura 25, nota-se que essas regiões corroboram com a definição do valor do N_E em função do tipo de sinal modulador, ou seja, os números de amostras do erro a serem testadas dentro do

limite especificado dependem do ponto inicial da busca, onde a utilização de um sinal modulador em rampa crescente deverá ter um valor de N_E menor do que o N_E definido para o sinal modulador em rampa decrescente para que ambos os sinais atinjam o objetivo de levar o erro para seu limite especificado cessando os pulsos do compensador.

Assume-se que, ao cessar os pulsos, o erro se manterá dentro da região limite, ou seja, que não haverá movimentações adicionais da válvula que afastem a variável de processo da referência do controlador. Um valor maior para N_E dificultará o atendimento desta condição tanto para o sinal modulador em rampa crescente quanto para o sinal em rampa decrescente. No caso de rampa crescente, a amplitude dos pulsos aumenta à medida que N_E aumenta, aumentando a possibilidade dos pulsos moverem a válvula para uma posição indesejada. No caso de rampa decrescente, a redução da amplitude dos pulsos à medida que N_E aumenta, reduz o efeito dos pulsos sobre o erro, que tende a voltar a crescer.

Esta questão limitaria a escolha do valor máximo de N_E nos dois casos. Com a restrição de amplitude do sinal modulador em rampa já definido na seção 3.2 deste capítulo, valores altos de N_E não impactariam a utilização da rampa decrescente uma vez que a amplitude dos pulsos não diminuiria significativamente a ponto do mesmo sair da região de limite especificado. Para a rampa crescente, valores altos de N_E podem provocar movimentações indesejadas da válvula de controle e deslocar o erro para fora do limite especificado, porém pela análise feita no cenário de uma rampa crescente como sinal modulador, o N_E já deverá atender uma relação sobre N_R de menor valor, não violando assim a restrição observada.

Para fins práticos, o autor propõe então a utilização de N_E entre 0,2 e 0,4 de N_R para sinal modulador em rampa crescente e entre 0,5 e 0,7 de N_R para sinal modulador em rampa decrescente. Por estar assim definido o parâmetro N_E , a dinâmica do processo passa a afetá-lo de forma indireta, tornando-o suscetível a alterações nos ganhos do controlador PID uma vez que tais ganhos impactam diretamente na dinâmica em malha fechada da malha de controle. Com isso alterações nos ganhos do controlador PID impactarão na sintonia do parâmetro N_R e por consequência na sintonia do parâmetro N_E .

3.4 COMPARAÇÃO DE DESEMPENHO ENTRE MÉTODOS

Dos itens expostos na Seção 3.3 deste capítulo, cabe agora comparar o desempenho do compensador de pulsos de amplitude variável com sistemas sem a compensação e com outra técnica de compensação de atrito.

Como índice de desempenho da malha de controle, será utilizado a integral do erro absoluto (IAE) que integra o valor do erro absoluto em uma janela definida de tempo. O compensador que apresentar o menor IAE será o de melhor desempenho de acordo com este critério. Para avaliar o desempenho considerando o desgaste que produzido na válvula de controle, será usado o índice de movimentações da válvula (MVAL) que mensura a distância total percorrida pela haste da válvula no intervalo de N amostras sendo dado por

$$MVAL = \sum_{i=1}^N |mv(i) - mv(i-1)| \quad (3.6)$$

, onde mv é a posição real da válvula em %.

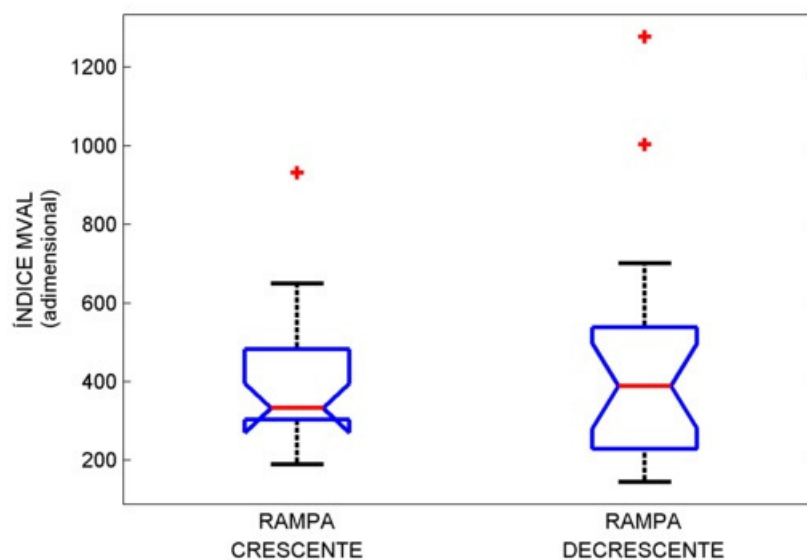
O compensador que apresentar o menor valor para MVAL será o de melhor desempenho de acordo com este critério. Nas comparações entre os métodos, se buscará aquele que apresentar o melhor resultado para os dois índices.

3.4.1 Escolha do sinal modulador de amplitude

Antes de prosseguir com a comparação entre métodos de compensação, deve-se, primeiramente, definir qual sinal modulador será utilizado para tal, rampa crescente ou rampa decrescente.

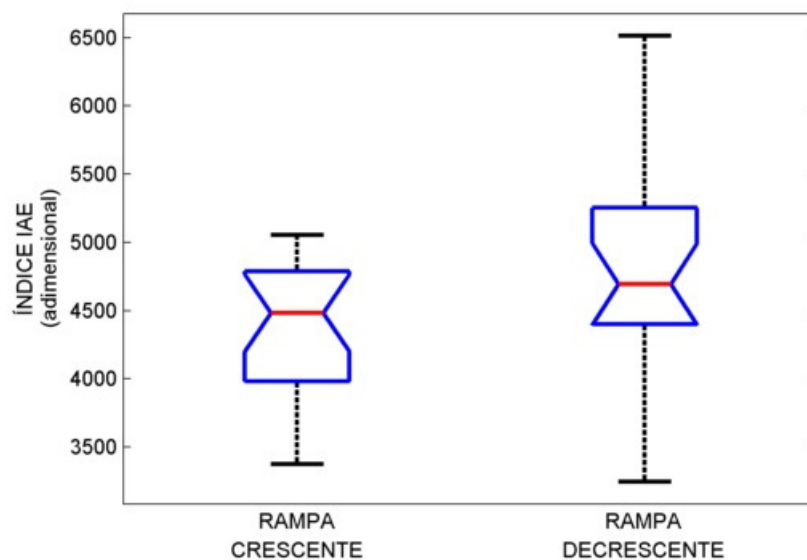
Em posse dos índices de desempenho definidos anteriormente, propõe-se simular as plantas de dinâmicas diferentes da Tabela 1 (p. 40) com os parâmetros do método definidos conforme discutido previamente, tomando dez variações aleatórias de mudança de referência do controlador. O sinal modulador escolhido para utilização nas comparações com outras técnicas de compensação será aquele que apresentar menores valores de IAE e de MVAL analisadas em um gráfico do tipo *boxplot* para cada uma das dinâmicas testadas conforme ilustram as Figuras 26 (p. 50), 27 (p. 50), 28 (p. 51), 29 (p. 51), 30 (p. 52) e 31 (p. 52).

Figura 26– Índice MVAL para um processo com dinâmica rápida para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



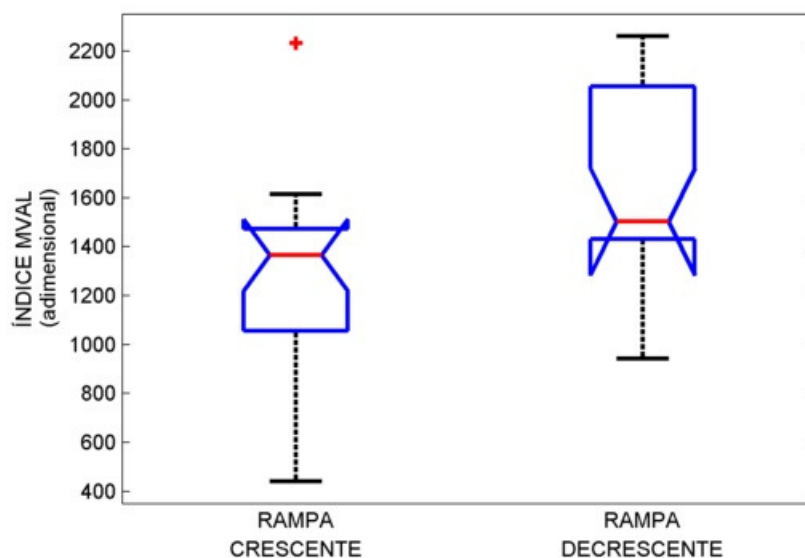
Fonte: Autoria própria.

Figura 27 – Índice IAE para um processo com dinâmica rápida para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



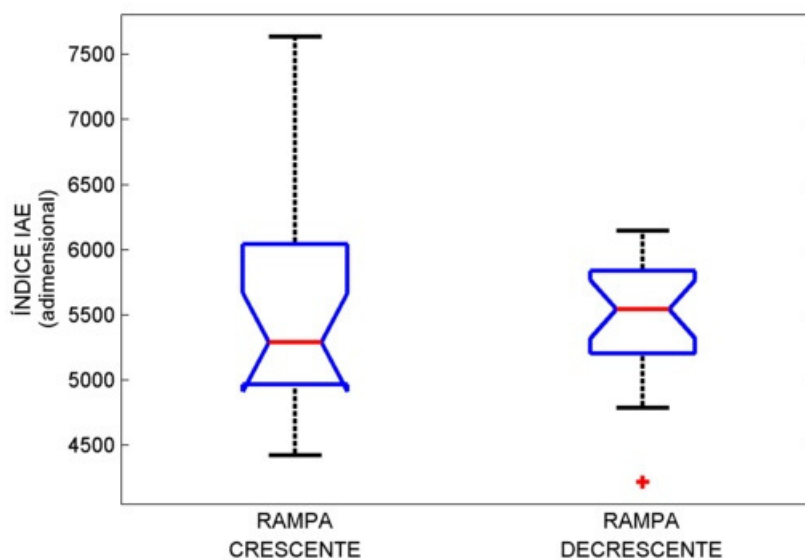
Fonte: Autoria própria.

Figura 28 – Índice MVAL para um processo com dinâmica intermediária para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



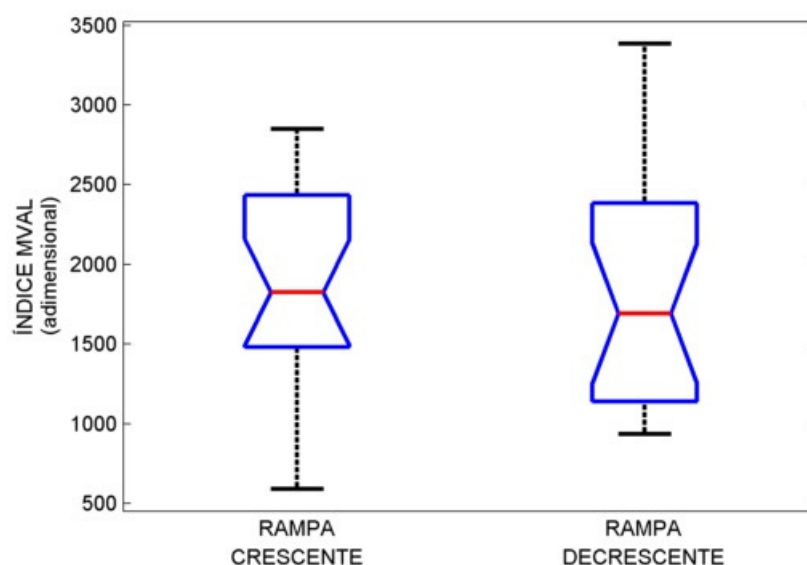
Fonte: Autoria própria.

Figura 29 – Índice IAE para um processo com dinâmica intermediária para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



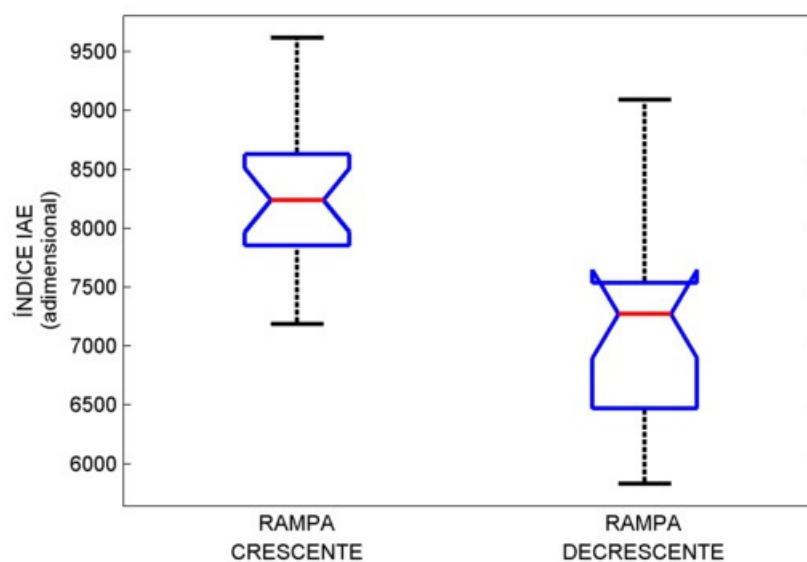
Fonte: Autoria própria.

Figura 30 - Índice MVAL para um processo com dinâmica lenta para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



Fonte: Autoria própria.

Figura 31 – Índice IAE para um processo com dinâmica lenta para sinal modulador de amplitude em rampa crescente e decrescente



Fonte: Autoria própria.

Quando avaliado o índice MVAL, os gráficos *boxplot* indicam que o desempenho entre as rampas crescente e decrescente são semelhantes, pois o chanfro de ambos os conjuntos se sobrepõem. Esse chanfro no gráfico *boxplot* indica o intervalo de confiança de 95% em torno da mediana e, caso *boxplot* de conjuntos distintos

possuam chanfros sobrepostos, não é possível afirmar que os conjuntos de dados possuam medianas reais diferentes, ou seja, conforme observado para o índice MVAL nos gráficos *boxplot* para as três dinâmicas em estudo, os chanfros são sobrepostos não sendo possível afirmar os sinais moduladores em rampa possuam medianas reais diferentes. Com isso, conclui-se que para o índice MVAL, tanto a rampa crescente quanto a rampa decrescente possuem desempenho semelhantes.

Quando avaliado o índice IAE, o gráfico *boxplot* indica que a rampa decrescente tem um desempenho melhor do que a rampa crescente para a dinâmica lenta por não apresentar uma sobreposição do chanfro neste índice, sendo possível afirmar com 95% de confiança que a mediana para este índice é menor para a rampa decrescente quando comparado com a rampa crescente.

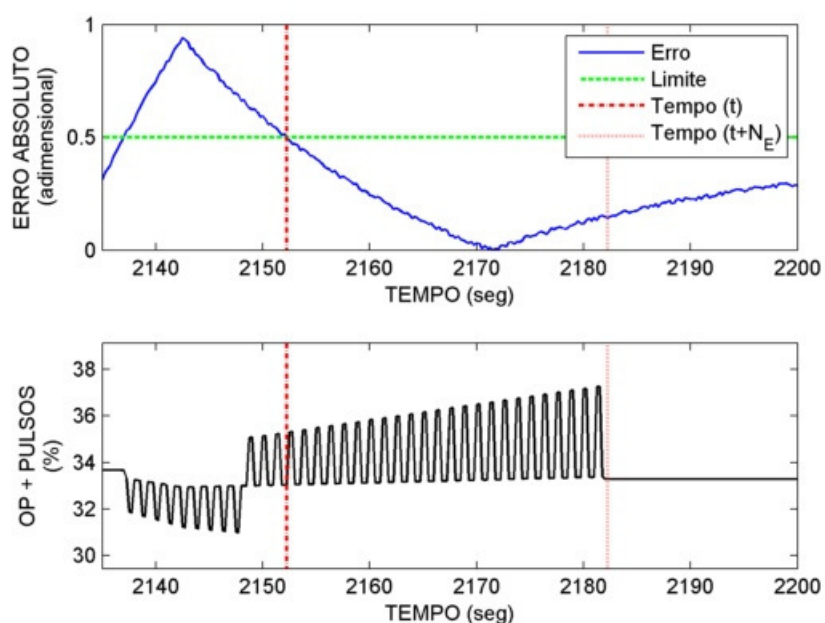
Em linhas gerais, os gráficos *boxplot* mostram que, para o índice MVAL, as duas rampas possuem desempenho semelhante, mas, para o índice IAE, a rampa decrescente apresenta uma melhor resposta o que é bem razoável de se concluir uma vez que o sinal modulador em rampa decrescente traz o erro para dentro do limite especificado de uma maneira mais rápida do que o sinal modulador em rampa crescente. Deste ponto em diante neste trabalho, será utilizada a rampa decrescente como sinal modulador de amplitude para o compensador de amplitude variável.

Ainda sobre os gráficos *boxplot* apresentados percebe-se uma distorção nas Figuras 26 (p. 50), 28 (p. 51) e 31 (p. 52) para a rampa crescente, rampas crescente e decrescente e rampa decrescente respectivamente. Isso ocorre, pois a altura do chanfro de cada grupo é obtida como π vezes à altura do bloco central dividida pela raiz quadrada do número total de amostras daquele grupo, o que definirá uma altura constante. O bloco central representa graficamente a distribuição de cinquenta por cento das amostras, sendo o lado inferior do bloco central o limitador de vinte e cinco por cento do número de amostras e o lado superior o limitador de setenta e cinco por cento de amostras. Como as amostras não possuem distribuição normal, a mediana poderá apresentar se deslocada do centro do bloco, gerando a distorção presente nas figuras supracitadas. Tal distorção gráfica não prejudica em nada as análises feitas neste trabalho utilizando os gráficos *boxplot*.

A Figura 32 (p. 54) ilustra o funcionamento do método com a utilização do sinal modulador em rampa crescente e a Figura 33 (p. 55) ilustra o funcionamento do método com a utilização do sinal modulador em rampa decrescente. Em ambas as

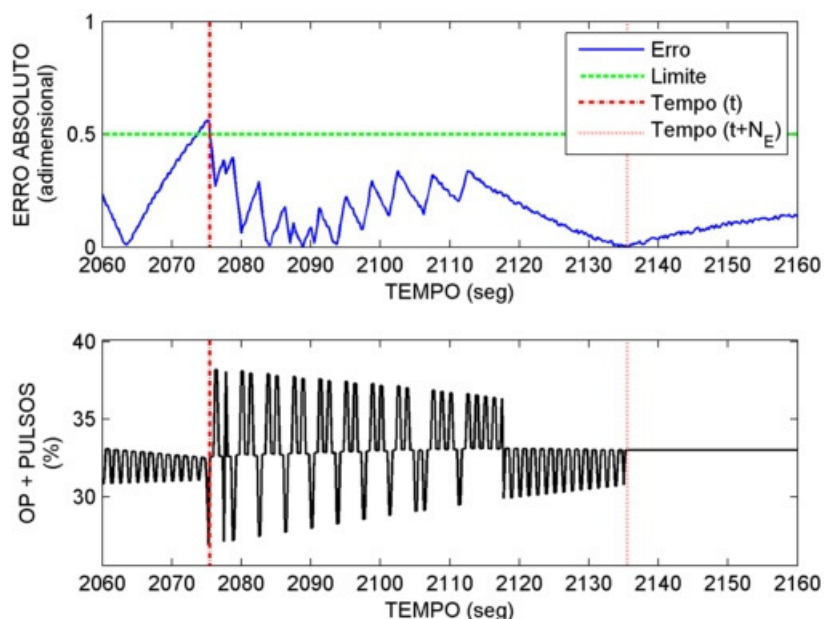
figuras, o instante de tempo em que o erro entra no limite especificado é definido como sendo o tempo t e após N_E número de tempos de amostragem do erro dentro do limite, os pulsos são interrompidos. Conforme observado na Seção 3.3.3 deste capítulo, o N_E da rampa crescente fora sintonizado com um valor menor do que o N_E da rampa decrescente.

Figura 32 – Funcionamento do método para um sinal modulador de amplitude em rampa crescente



Fonte: Autoria própria.

Figura 33 - Funcionamento do método para um sinal modulator de amplitude em rampa decrescente



Fonte: Autoria própria.

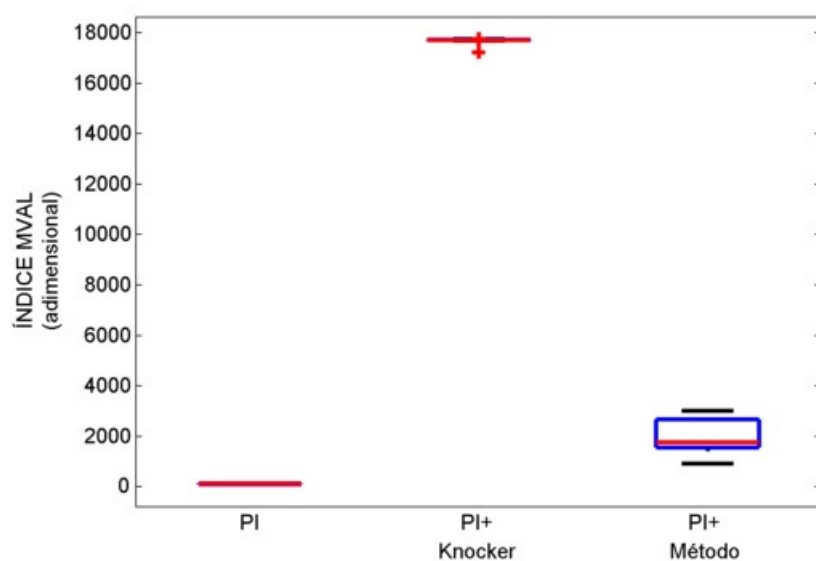
3.4.2 Comparação entre métodos de compensação

Compara-se o desempenho do compensador de pulsos de amplitude variável com um sistema sem compensação e com compensação utilizando-se o método *knocker*. Como índices de desempenho serão utilizados o IAE e o MVAL.

Em Fadini (2015), foram feitas comparações entre técnicas de compensação não baseadas em modelos. Concluiu-se que sistemas que utilizam controlador PI com a aplicação de uma zona morta tem desempenho semelhante àqueles que utilizam um controlador PI com um compensador *knocker* adicionado de uma zona morta. Também foi observado que a adição de zona morta no controlador PI tem vantagens quando o valor da zona morta é grande cessando os ciclos limites impostos pelo atrito, porém não melhorando o desempenho geral do sistema. Em virtude disso, será aqui comparado apenas o método com o controlador PI e com o controlador PI adicionado de uma compensação com o *knocker*.

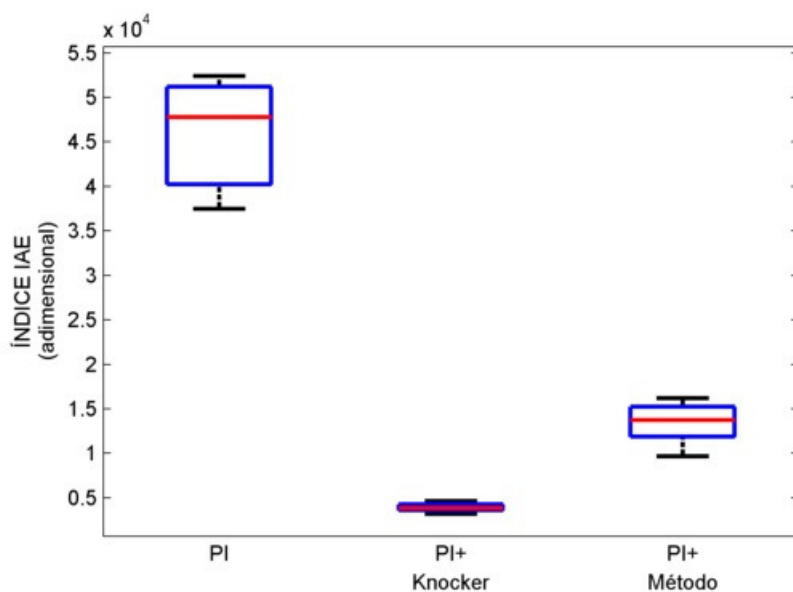
Os resultados comparativos encontrados para os índices MVAL e IAE encontram-se ilustrados na Figura 34 (p. 56) e na Figura 35 (p. 56) utilizando a dinâmica intermediária proposta na Tabela 1 (p. 40). Para o método, o limite do erro especificado foi de 0,4 respeitando-se os limites definidos na Tabela 2 (p. 42).

Figura 34 – Índice MVAL para um processo de dinâmica intermediária



Fonte: Autoria própria.

Figura 35 – Índice IAE para um processo de dinâmica intermediária



Fonte: Autoria própria.

O resultado obtido ilustra bem o comportamento esperado. Observa-se que o compensador de pulsos de amplitude variável atendeu ao seu principal objetivo, redução da variabilidade do processo medida pela redução do índice IAE quando comparado com o sistema sem compensação (controlador PI), sem maiores

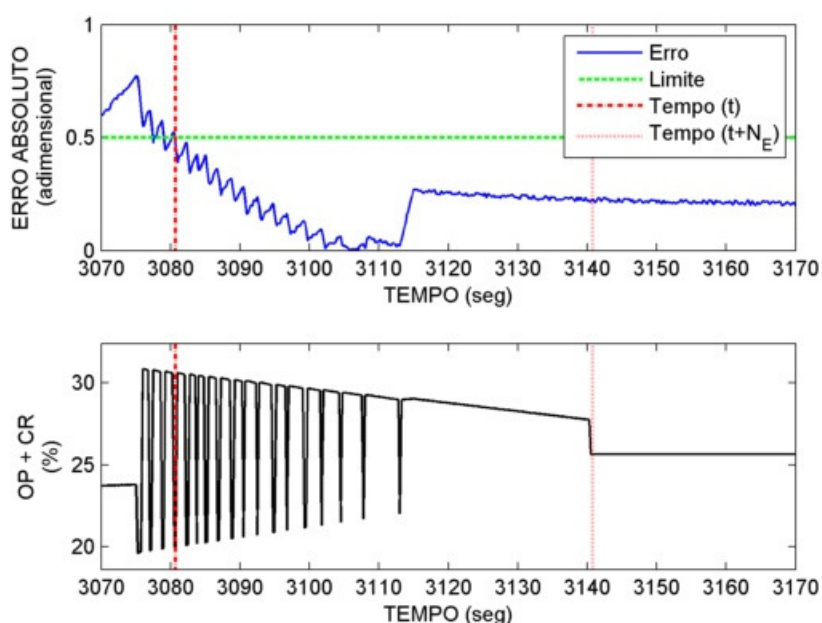
movimentação na válvula de controle (MVAL) quando comparado com o método *knocker*.

3.5 ALTERAÇÃO DO SINAL DE COMPENSAÇÃO

Até agora o método utilizado para gerar os pulsos foi *knocker*. Uma questão a ser feita é se no compensador de pulsos de amplitude variável é possível gerar os pulsos de outras formas.

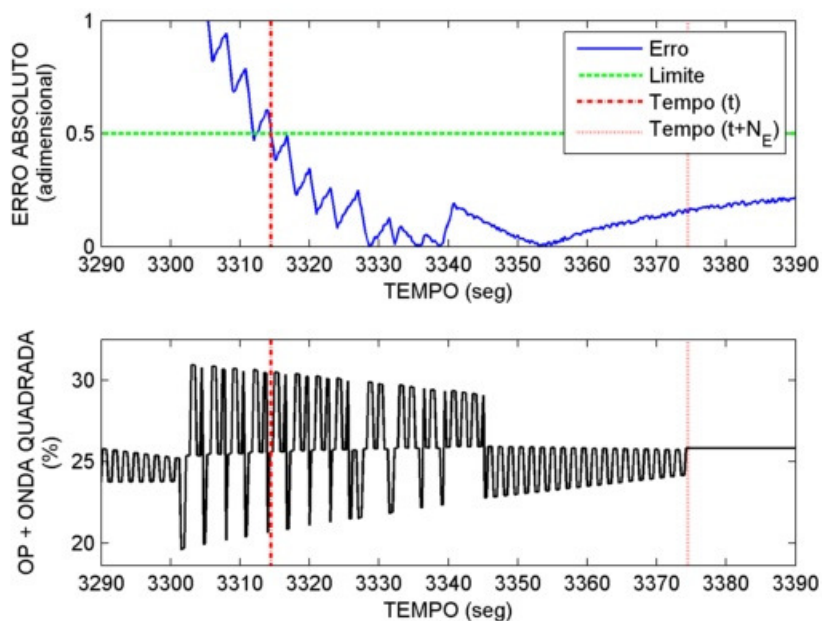
Outro sinal de compensação utilizado para atrito é o reforço constante (CR) (IVAN; LAKSHMINARAYANAN, 2009). Nesta técnica, um valor constante é somado à saída de controle a cada reversão de seu sinal, não sendo caracterizado como pulsos. Este método também produz uma notável redução na variabilidade do sinal de saída, mas com o custo do incremento na variabilidade na haste da válvula. Outro sinal de compensação que pode ser utilizado é uma onda quadrada, diferenciando do sinal do *knocker* por possuir pulsos de alto e baixo de igual período. Os resultados destas duas 'proposições podem ser observados na Figura 36 e na Figura 37 (p. 58), onde se percebe claramente a viabilidade da utilização de outros sinais de pulsos para o compensador de pulsos de amplitude variável.

Figura 36 – Método com sinal de compensação do tipo CR



Fonte: Autoria própria.

Figura 37 – Método com sinal de compensação do tipo onda quadrada

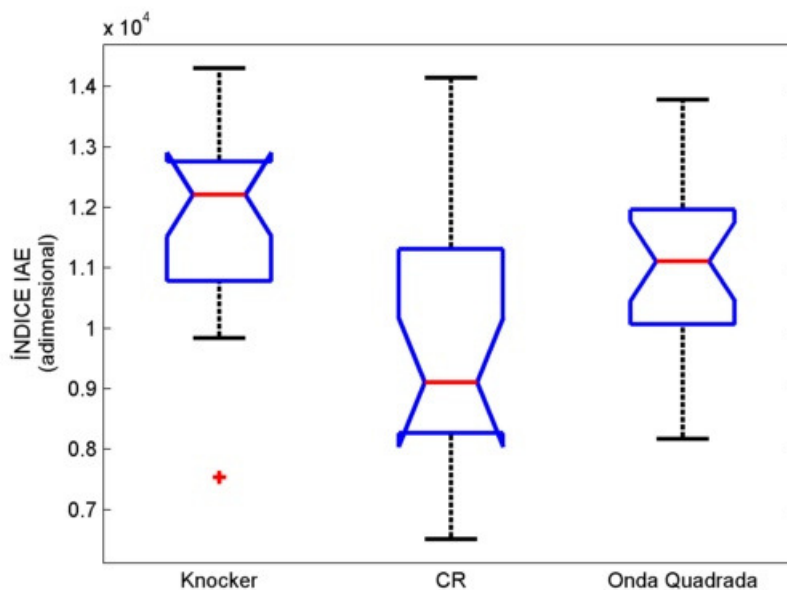


Fonte: Autoria própria.

A Figura 38 (p. 59) e 39 (p. 59) comparam os índices de desempenho IAE e MVAL para os três sinais de compensação propostos (*knocker*, CR e onda quadrada) para uma planta de dinâmica intermediária conforme Tabela 1 (p. 40). Para índice IAE, o gráfico *boxplot* mostra que o sinal de compensação CR possui um desempenho melhor do que os outros dois sinais propostos, haja vista que a mediana do sinal CR é menor do que as demais medianas e que o chanfro deste gráfico não se sobrepõe a nenhum dos outros dois chanfros, podendo-se afirmar com 95% de confiança que a mediana do sinal CR é menor do que as demais. Para o índice MVAL, não se pode afirmar que houve diferença no desempenho dos três sinais.

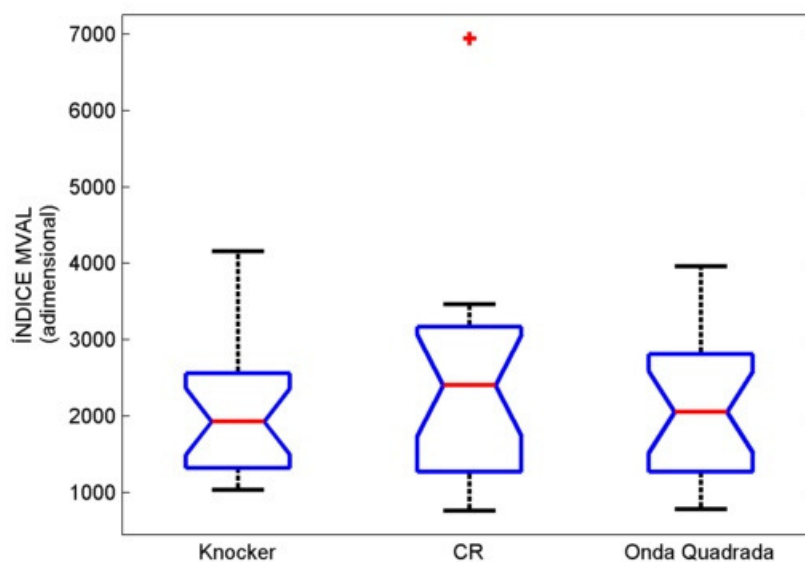
Com isso, conclui-se que o método poderá utilizar qualquer um dos sinais aqui testados para gerar os pulsos sem alterações significativas de desempenho quando medidas movimentações na válvula ou elemento final de controle, porém a utilização do sinal de compensação CR apresentará um melhor desempenho em relação ao erro da malha de controle.

Figura 38 – Comparação do índice IAE entre os sinais de compensação knocker, CR e onda quadrada aplicados ao método



Fonte: Autoria própria.

Figura 39 – Comparação do índice MVAL entre os sinais de compensação knocker, CR e onda quadrada aplicados ao método



Fonte: Autoria própria.

3.6 PASSOS PARA SINTONIA DO COMPENSADOR

Baseado nas definições e formas de obtenção dos parâmetros do método de compensação de pulsos de amplitude variável propõe-se a seguinte sequência para sintonia e resolução de problemas.

1º. Faixa válida para o limite sobre o erro (δ):

O primeiro passo é definir, conforme restrições do projeto da malha de controle, os limites máximos e mínimos sobre o erro. Isso é feito observando a amplitude das oscilações provocadas pelo atrito quando não há compensação habilitada e quando existe o sinal de compensação definido para o método, como por exemplo, o *knocker*, em seu ponto ótimo de configuração, conforme explicado na Seção 3.3.1 (p. 40) deste Capítulo. Os valores obtidos definem uma faixa válida de valores para o limite sobre o erro e o valor configurado para o método deverá estar dentro desta faixa atendendo assim aos requisitos do projeto da malha de controle.

Inicialmente, sugere-se a utilização de valores maiores dentro da faixa especificada, o que garantirá que o método consiga parar os pulsos e manter o erro dentro deste limite. Após alcançar este objetivo, valores menores tendendo ao limite inferior da faixa especificada para o limite sobre o erro podem ser atribuídos ao parâmetro δ verificando sempre se o método consegue atender a esta nova especificação de projeto para a malha de controle.

2º. Especificação do parâmetro N_R :

O parâmetro N_R , conforme definido na Seção 3.3.2 (p. 43) deste Capítulo, é equivalente ao tempo de estabilização da malha de controle (controlador mais planta em malha fechada) em tempos de amostragem do controlador de processo industrial. É de conhecimento de profissionais envolvidos na operação das plantas industriais o tempo de resposta médio, ou constante de tempo, das malhas de controle existentes, não sendo assim necessário efetuar perturbações no sistema para obter tal parâmetro. Em posse destas constantes de tempo, bastaria multiplicá-las por três para conseguir uma boa aproximação do tempo de estabilização e com isso obter o parâmetro N_R em tempos de amostragem.

Caso os pulsos de amplitude variável do método não estejam levando o erro para dentro do limite especificado, significa que o parâmetro N_R não foi bem especificado e não esteja respeitando a dinâmica do processo e, neste caso, deve ter seu valor aumentado.

Alterações nos ganhos do controlador PID impactarão na dinâmica em malha fechada o que demandará revisões na sintonia do parâmetro N_R .

3º. Especificação do parâmetro N_E :

Na Seção 3.3.3 (p. 45) deste capítulo foram propostos uma faixa de valores para relação N_E sobre N_R em função do tipo de sinal modulador de amplitude. Deve-se inicialmente definir N_E como sendo um valor dentro da faixa proposta.

Caso os pulsos aplicados estejam levando o erro para dentro do limite especificado, porém não o estejam mantendo lá por aplicação de pulsos adicionais, o parâmetro N_E pode estar com um valor maior do que o necessário e deverá ser reduzido gradativamente.

Conforme considerações finais da Seção 3.3.3 (p. 45), alterações na sintonia do controlador PID impactarão na dinâmica em malha fechada o que implicará uma resintonia do parâmetro N_R e conseqüentemente uma resintonia do parâmetro N_E .

4º. Especificação do sinal modulador de amplitude:

Escolha, preferencialmente, o sinal modulador em rampa decrescente conforme Seção 3.4.1 (p. 49) deste capítulo. Os valores máximos e mínimos do sinal modulador de amplitude também foram definidos na Seção 3.2 (p. 32) e valem 0,8 e 0,2 respectivamente.

Caso os pulsos provoquem uma mudança abrupta do erro entre os ciclos de compensação, caberia reavaliar os valores máximos e mínimos do sinal modulador de amplitude, tendo em mente que não se deve fugir muito dos valores pré-especificados para que o método consiga adaptar-se às mudanças no valor do atrito.

5º. Especificação do gerador de pulsos de compensação:

Os geradores de pulsos de compensação já se encontram pré-especificados como, por exemplo, o caso do *knocker* onde Srinivasan e Rengaswamy (2005)

conseguiram determinar seu ponto ótimo de operação, porém tais geradores de pulsos são dependentes do tempo de amostragem do sistema e uma mudança significava em seu valor poderá degradar o efeito de tais sinais. Desta maneira, se com todos os passos anteriores executados e não sendo possível parar os pulsos, deve-se reavaliar o tipo e a parametrização do sinal gerador de pulsos de compensação, pois o tempo de amostragem do sistema poderá afetar seu desempenho.

4 APLICAÇÃO DO COMPENSADOR EM UM AMBIENTE REAL

Este capítulo visa pontuar questões relacionadas à implementação do compensador de pulsos de amplitude variável em sistemas de controle industriais. Será aqui tratada a forma de desenvolvimento do algoritmo tendo como referência a norma IEC-61131-3 visando sua portabilidade, os requisitos necessários que deverão ser atendidos nos blocos de compensação e nos blocos de controle já existentes nos controladores de processos e por fim a integração e testes do método em um sistema de controle real em uma planta piloto existente na universidade.

A utilização de uma norma do Comitê Internacional de Eletrotécnica (IEC) como referência para programação do compensador em sistemas industriais traz vantagens como a padronização da linguagem de programação, disponibilidades dos tipos de variáveis existentes e compatibilidade com diversos controladores de processo industriais.

A norma IEC-61131-3, utilizada como referência neste trabalho, diz respeito as linguagem de programação, gráficas e textuais, que controladores de processo industriais devem implementar. Segundo a própria norma, cada tipo de linguagem por ela preconizada é melhor utilizada em um estágio do ciclo de vida de um software. Toma-se como exemplo a linguagem em texto estruturado (ST), que permite uma maior facilidade para acessar recursos do controlador (memória e *hardware*) e para a execução de cálculos matemáticos e algoritmos complexos, sendo uma boa opção de linguagem para desenvolvimentos de códigos específicos e que demandam maiores controle do equipamento ou de maior complexidade. Já a linguagem gráfica em diagramas de blocos de função (FBD) abstraem códigos complexos implementados por linguagens do tipo ST e são boas para os usuários finais. Isto exposto, fica evidente que o uso da IEC-61131-3 guia o desenvolvimento do compensador em uma linguagem de programação de mais alto nível, como por exemplo em ST, desenvolvendo-se blocos de lógica para serem utilizados pelos usuários finais em linguagens gráficas que permitam abstrair a complexidade de seu código, como por exemplo a FBD.

Para os testes executados, serão avaliados os índices de desempenho IAE e MVAL em comparação com outra técnica, para um sistema simulando uma válvula com

atrito fixo e com atrito variando em função da posição da válvula com o objetivo de verificar a capacidade de adaptação do método.

A implementação das estratégias de compensação de atrito CR, *knocker*, *two-move* e controle por modos deslizantes em um sistema digital de controle distribuído foi discutida em Carvajal (2015). Concluiu-se que os métodos não baseados em modelos apresentaram melhores resultados, usando os mesmos índices deste trabalho. Além de explorar diferentes aspectos da implementação, como a portabilidade, o presente trabalho adiciona a análise do compensador de pulsos de amplitude variável.

4.1 ESTRATÉGIA DE DESENVOLVIMENTO DO COMPENSADOR

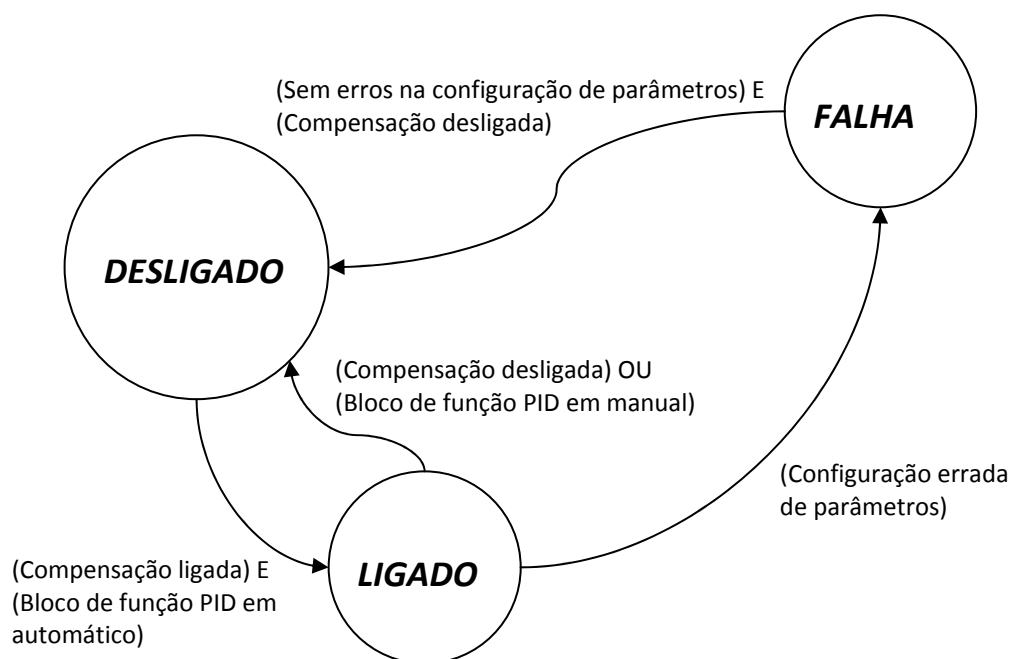
Recomenda-se a criação de um bloco de função para o compensador com pelo menos três estados internos, a saber:

1. Estado em falha: Nesse estado, o bloco de função do compensador não executaria nenhuma função, ou seja, não seriam gerados pulsos a serem adicionados ao sinal de controle gerador pelo bloco de função PID do controlador de processo. A entrada neste estado está condicionada a erros de configuração nos parâmetros feitos pelo operador. Este estado faz-se necessário para evitar configurações erradas feitas pelo operador impedindo funcionamento inadequado do bloco.
2. Estado desligado: Nesse estado o bloco de função do compensador não executaria nenhuma função, ou seja, não seriam gerados pulsos a serem adicionados ao sinal de controle gerador pelo bloco de função PID do controlador de processo. A entrada neste estado está condicionada a uma escolha do operador em ligar ou desligar a função de compensação, bem como ao monitoramento do estado MANUAL/AUTOMÁTICO do bloco de função PID associado ao bloco de função do compensador. Estando o bloco de função PID em modo de operação MANUAL, o bloco de função do compensador entraria em estado desligado.

3. Estado ligado: Nesse estado, o bloco de função do compensador executaria seu fluxograma conforme definido na Figura 12 (p. 31), adicionando pulsos à saída do sinal de controle do bloco funcional PID.

O grafo de transição de estados internos ao bloco de função do compensador encontra-se ilustrado na Figura 40. Neste grafo, percebe-se que a entrada no estado em falha ocorre após a entrada no estado ligado devido ao fato desta abordagem validar os parâmetros configurados pelo operador na transição do estado desligado para o estado ligado. Estando no estado em falha, o bloco somente sairá do mesmo para o estado desligado se não houver nenhuma incoerência de parâmetros e o bloco não se encontrar com a compensação ligada. Essa condição garante que o bloco não gere pulsos imediatamente após a correção dos parâmetros errados e sim que se tenha uma vontade explícita do operador para tal ação através das opções de desligar e ligar a compensação como mecanismo para limpar a falha existente.

Figura 40 – Estados mínimos para o bloco de função do compensador



Fonte: Autoria própria.

Note-se que existe uma interação grande entre o bloco de função do controlador PID e o bloco de função do compensador. Essa interação demanda que alguns requisitos sejam atendidos para que possa ser utilizado o bloco de função PID pré-existente nos controladores de processo. Cabe aqui enfatizar que a forma do bloco

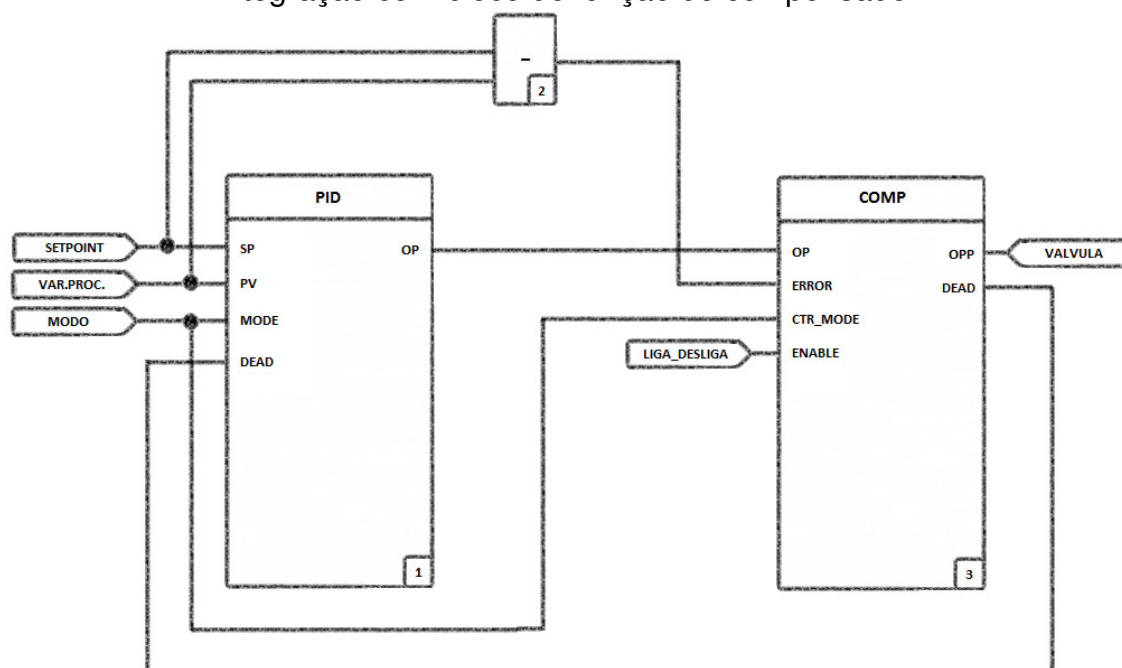
PID é uma característica de cada fabricante sendo de sua propriedade intelectual e, portanto, não padronizada pela norma IEC-61131-3.

Para que seja possível a utilização de uma forma direta do bloco de função do compensador de amplitude variável, o bloco de função PID pré-existente na biblioteca do controlador de processo industrial deverá disponibilizar ou receber os seguintes sinais como pré-requisitos:

- ✓ Disponibilizar modo de operação (automático ou manual) para o bloco de função do compensador. Isso inclui casos em que o bloco de função do controlador PID possua algum estado de erro que o force para o modo de operação manual.
- ✓ Receber o valor de zona morta a ser escrito pelo bloco de função do compensador.
- ✓ Disponibilizar o valor do sinal de controle calculado (OP). Essa saída será uma entrada do bloco de função do compensador, onde serão adicionados os pulsos de amplitude variável.
- ✓ Receber em uma entrada específica a referência do controlador e em outra a variável de processo (PV). O cálculo do erro definirá as ações de controle do bloco (direta ou reversa), porém tal informação é irrelevante para o bloco de função do compensador uma vez que é utilizada a função absoluta para o cálculo do erro dentro do bloco de função do compensador. Garantido se que o bloco de função do controlador PID receba a referência e a variável de processo, garante-se o cálculo do erro para o bloco de função do compensador.

Com esses requisitos mínimos, pode-se definir se é possível a integração do bloco de função do compensador diretamente ao bloco de função do controlador PID existente em um controlador de processo específico que atenda a norma IEC-61131-3. Caso não seja possível utilizar o bloco de função do controlador PID, nada impede de importar para o controlador de processo um bloco PID que atenda aos requisitos aqui delineados. A Figura 41 (p. 67) ilustra, em linguagem FBD, os requisitos mínimos necessários para a integração do bloco de função do compensador.

Figura 41– Requisitos mínimos que o bloco de função PID deve atender para integração com bloco de função do compensador.



Fonte: Autoria própria.

4.2 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE TESTES

Na Universidade Federal do Espírito Santo (UFES), existe instalada uma planta piloto que permite treinamentos e atualização tecnológica em malhas de controle para automação de processos industriais. Apesar da planta piloto ser bem instrumentada, contendo malhas completas de vazão, temperatura e nível, o objetivo dos testes executados foi a integração e o funcionamento do método em um controlador de processo industrial.

O controlador de processo instalado na planta piloto é o *Freelance 2000* (ABB, Suíça). considerado como um Sistema Digital de Controle Distribuído (SDCD), porém com tamanho compatível a um Controlador Lógico Programável (CLP) (ABB, 2015). De SDCD, entende-se como sendo um sistema integrado tanto de engenharia quanto de operação, o que, em caráter prático, significa dizer que os desenvolvimentos das lógicas de controle ocorrem de maneira integrada, ou seja, em um mesmo *software* de desenvolvimento, que as interfaces de operação do sistema. Outra característica de SDCD é o uso de módulos de entrada e saída distribuídos ao longo da planta com o processamento centralizado em um único ponto.

Os módulos de entradas e saídas do sistema encontram-se configurados em uma arquitetura distribuída contabilizando ao todo quatro cartões de entrada e saída sendo:

- ✓ Um cartão de entrada analógica com padrão elétrico em 0 miliampéres (mA) até 20 mA ou 4 mA até 20 mA configurável;
- ✓ Um cartão de saída analógica com padrão elétrico em 0 mA até 20mA ou 4 mA até 20 mA configurável;
- ✓ Dois cartões de entradas ou saídas digitais configuráveis.

Para os testes do compensador de pulsos de amplitude variável, somente será utilizado um canal de entrada no cartão de entrada analógica, canal este configurado para uma entrada em 4 mA até 20 mA, e um canal de saída analógica, canal este configurado para uma saída em 4 mA até 20 mA.

Outra característica importante do sistema *Freelance 2000* para a aplicação do método é a utilização da norma IEC-61131-3 como base para a ferramenta de configuração e comissionamento do sistema *Control Builder F* (ABB, 2015), o que torna o desenvolvimento de blocos funcionais de programa portáteis para outras ferramentas de outro fabricante qualquer, desde que o mesmo siga a IEC-61131-3. A Figura 42 (p. 69) ilustra a integração do bloco do compensador com o bloco de controle PID, onde especial atenção deve ser feita aos sinais de interface mínima que devem existir entre estes dois blocos, conforme mencionado na Seção 4.1 (p. 64) deste capítulo.

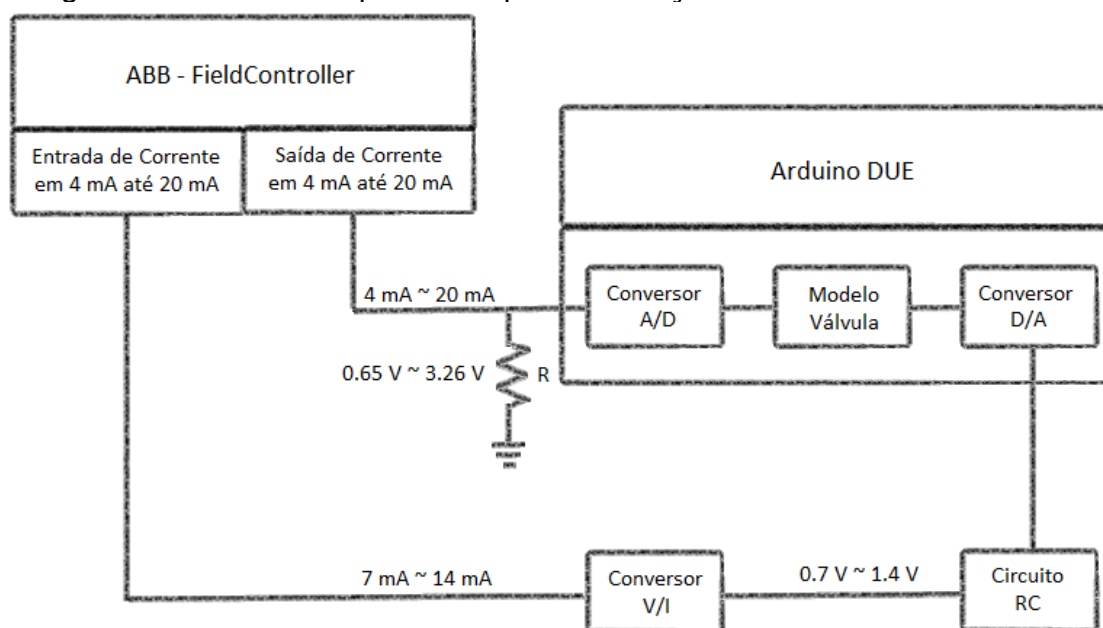


Para testes dos algoritmos desenvolvidos, foi utilizado um micro-controlador DUE (ARDUÍNO, Estados Unidos) associado a um circuito resistor e capacitor (RC) para simular uma válvula de controle com atrito atuando em um sistema de primeira ordem com tempo morto. Por possuir uma linguagem de programação de alto nível (*WIRING*), tal micro-controlador possibilitou a programação do modelo baseado em dados descritos em Xie, Cong e Horch (2013) simulando assim um atrito configurável na válvula de controle.

As entradas analógicas do micro-controlador DUE possuem uma faixa válida de valores que variam entre 0 Volts e 3.3 Volts já as saídas analógicas possuem faixa válida de valores que variam entre 0.55 Volts e 2.75 Volts (ARDUÍNO, 2015). O controlador industrial *FieldController* utiliza como sinal de interface, em suas entradas e saídas analógicas, o padrão industrial 4 mA e 20 mA e, portanto, faz-se necessária a criação de um circuito eletrônico para converter entre um tipo de sinal em tensão para um outro tipo de sinal em corrente.

A representação esquemática do circuito utilizado para simular um sistema de primeira ordem com tempo morto e uma válvula de atrito utilizando-se o DUE encontra-se na Figura 43.

Figura 43– Circuito esquemático para simulação de uma válvula com atrito



Fonte: Autoria própria.

Preferiu-se utilizar esta configuração para os testes ao invés de uma das duas válvulas de controle existentes na planta piloto. Como as válvulas existentes são novas, possuem muito pouco atrito. A estratégia usual de apertar as gaxetas para aumentar o atrito as deforma, de modo que não voltam ao estado anterior reduzindo a pressão sobre as mesmas. A opção utilizada se justifica, pois o modelo de atrito programado no micro-controlador é muito bem aceito na literatura, além desta estratégia permitir testes utilizando assinaturas de válvulas especificadas nas quais o atrito tem diferentes valores para diferentes posições da válvula.

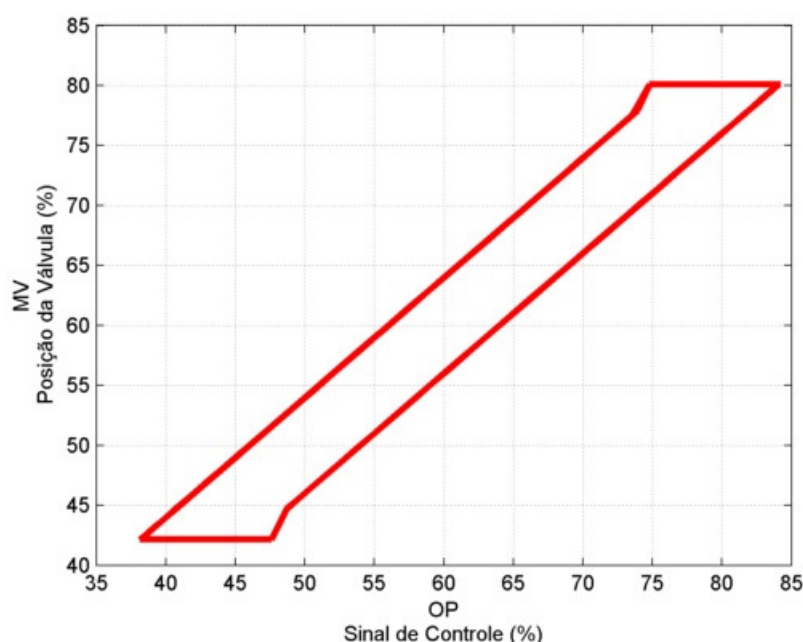
4.3 APLICAÇÃO DO MÉTODO NO AMBIENTE DE TESTES

Elaborou-se um roteiro de testes que englobasse os principais aspectos funcionais do compensador de pulsos de amplitude variável. Nas seções seguintes, serão apresentadas as etapas de testes executados e os resultados obtidos. Nas Seções 4.3.1 à 4.3.6, foram simulados no micro-controlador DUE uma válvula com atrito de S igual a 10 e J igual a 2. Já na Seção 4.3.7 foi utilizado um atrito que variasse ao longo do curso da válvula um total de vinte por cento para mais ou para menos, equivalendo a S igual a 8 na posição totalmente fechada e S igual a 12 na posição totalmente aberta da válvula.

4.3.1 Levantamento da assinatura da válvula

O objetivo desta etapa do roteiro de testes é confirmar os parâmetros S e J do atrito existente no modelo da válvula. A curva foi obtida com o uso de uma onda senoidal aplicada na saída do bloco funcional PID estando este bloco em modo manual. Com isso, a saída analógica do controlador *FieldController* (ABB, 2015) estimulou a planta de processo com esse sinal e obteve a resposta da variável de processo no cartão de entrada analógica. Cabe ressaltar que a curva característica do atrito não é possível de ser obtida diretamente apenas aplicando um sinal senoidal uma vez que a resposta conterà a dinâmica do processo. Por isso utilizou-se o próprio micro-controlador DUE para gerar os valores do sinal de controle recebido e da posição real da válvula, ignorando a dinâmica do processo, possibilitando assim a utilização de um sinal senoidal para identificar a curva do atrito existente. Na Figura 44 (p. 72), encontra-se ilustrada a curva da válvula simulada no micro-controlador.

Figura 44 - Curva característica da válvula simulada via micro-controlador DUE



Fonte: Autoria própria.

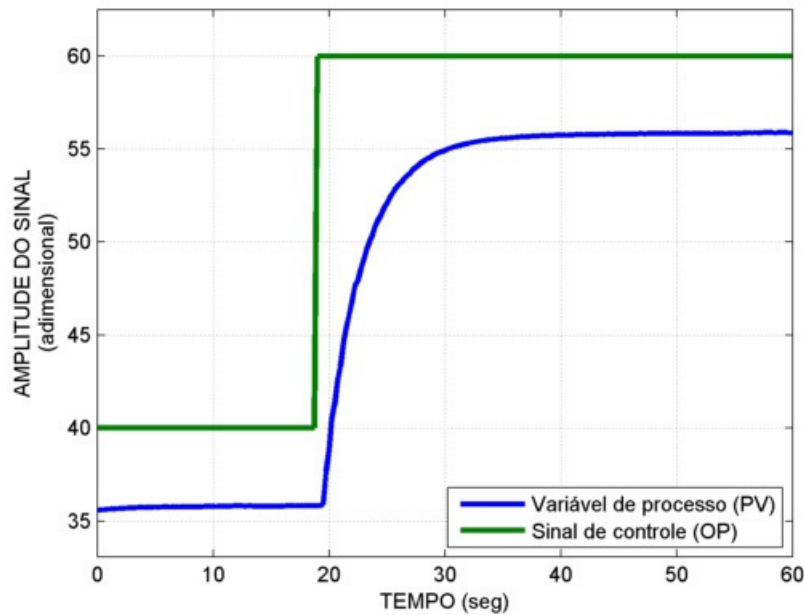
É importante salientar que não é necessário obter a curva da válvula para aplicação do método de compensação. O parâmetro J não é necessário para fins de compensação e o parâmetro S pode ser aproximado pela amplitude do sinal de controle e esta etapa de teste foi inserida apenas como caráter ilustrativo para explicitar o modelo de atrito programado no micro-controlador DUE (ARDUINO, 2015).

4.3.2 Levantamento do modelo do processo em malha aberta

O objetivo desta etapa do roteiro de testes é levantar os parâmetros do modelo do processo para efetuar a sintonia do controlador PID para os testes subsequentes.

O modelo do processo foi obtido aplicando um degrau na saída da variável de controle do bloco funcional PID, estando o mesmo em manual e utilizando-se a abordagem de Smith e Corripio (1985). O degrau aplicado no controlador de processo industrial variou de 40% para 60% e obtida a resposta na entrada analógica da mesma. A resposta ao degrau na saída do controlador PID encontra-se ilustrada na Figura 45 (p. 73).

Figura 45 - Resposta ao degrau do sistema em malha aberta



Fonte: Autoria própria.

O processo foi identificado conforme equação (4.1) utilizando-se o método de identificação de sistemas de primeira ordem com tempo morto proposto por Smith e Corripio (1985).

$$G(s) = \frac{1,003}{3,375s + 1} \cdot e^{-0,375s} \quad (4.1)$$

Em posse da função de transferência do sistema, consegue-se sintonizar um controlador PI. Obteve-se os parâmetros de um controlador PI calculando-se a largura de faixa baseada na dinâmica da planta com uma margem de fase de aproximadamente 60° , o que garante um bom equilíbrio entre robustez e desempenho (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 2006).

Os ganhos obtidos foram K_P igual a 1,05 e K_I igual a 0,645 para um controlador contínuo conforme equação (4.2).

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.2)$$

O bloco funcional do PID utilizado no controlador *FieldController* (ABB, 2015) tem a equação do controlador PID definida em (4.3).

$$C(s) = K_P + \frac{K_P}{T_I \cdot s} \quad (4.3)$$

Convertendo entre os tipos em (4.2) e (4.3) chega-se aos seguintes ganhos para um controlador PI definidos como K_P igual a 1,05 e um T_I igual a 1,63. Ressalta-se que o controlador PI obtido é contínuo no tempo e do tipo paralelo clássico e, portanto, deve-se redefinir os ganhos do controlador em função do tempo de amostragem do controlador *FieldController*, que é definido como sendo de 0,25 segundos, chegando-se a um K_P de 1,63 e um T_I de 2,10. Valores estes utilizados em todos os testes subsequentes.

Fechando a malha com o sistema e o controlador PI em sua forma contínua no tempo, obtém-se um processo com tempo de estabilização da ordem de 10 segundos. Esse tempo de estabilização será utilizado para especificação do parâmetro N_R do método.

4.3.3 Sintonia do compensador de pulsos de amplitude variável

O objetivo desta etapa do roteiro de teste é aplicar a metodologia de sintonia de parâmetros elaborada no capítulo III para o compensador de pulsos de amplitude variável e encontra-se subdividida em três partes, a saber: definição do parâmetro N_R ; definição do limite sobre o erro e definição do parâmetro N_E .

4.3.3.1 Sinal de compensação knocker

Conforme mencionado em Fadini (2015), o correto funcionamento dos sinais de compensação *knocker* está diretamente relacionado com a aplicação correta dos pulsos fator dependente da correta identificação da direção do sinal de controle. Ainda no trabalho de Fadini (2015), para que ocorra a correta identificação da direção do sinal de controle, faz-se necessária a inclusão de um filtro exponencial ponderado de média móvel (EWMA) para filtrar o sinal de controle. Esse filtro é de fácil utilização contendo apenas um parâmetro de ajuste.

Além do filtro EWMA, Fadini, em seu trabalho, também incluiu uma diferenciação aplicada ao sinal de controle filtrado. Essa diferenciação visa reduzir os ruídos na estimação da direção do sinal de controle e possui também apenas um parâmetro,

que é o tempo de atraso para o cálculo da derivada, ou a quantidade de amostras no tempo em atraso sendo o tempo de amostragem a base temporal para esse cálculo.

O sinal de compensação *knocker* possui três parâmetros configuráveis e Srinivasan e Rengaswamy (2005) em seus estudos sobre essa técnica de compensação identificou valores ótimos para os mesmos. Disto resultaram os parâmetros do *knocker* mostrados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros de ajustes do sinal de compensação Knocker

Parâmetro	Descrição do Parâmetro	Valor Parametrizado
α_u	Ganho do filtro EWMA. Esse parâmetro aceita valores entre zero e um, onde o valor zero o sinal de entrada é totalmente filtrado e o valor um o sinal de entrada do filtro não é filtrado.	0,5
N_{DE}	Número de atrasos de tempo utilizado no cálculo da derivada do sinal de controle para estimação da direção do mesmo.	3
a	Amplitude dos pulsos do sinal de compensação <i>knocker</i> .	5,0 ou $0,5 \cdot S$
h_k	Período dos pulsos em tempos de amostragens.	5
τ	Largura dos pulsos em tempos de amostragens.	2

Fonte: Autoria própria.

4.3.3.2 Definição do parâmetro N_R

O tempo de estabilização observado para o sistema modelado Seção 4.3.2 (p. 72) deste capítulo foi da ordem de 10 segundos. Com um tempo de amostragem de 0,25 segundos, obteve-se um N_R igual a 40 amostras para inclinação da rampa, ou seja, os 10 segundos referentes ao tempo de estabilização dividido pelo tempo de amostragem de 0,25 segundos.

Para fins práticos, não se faz necessário medir o tempo de estabilização do processo, uma vez que se tem uma boa noção da dinâmica de um tipo de variável

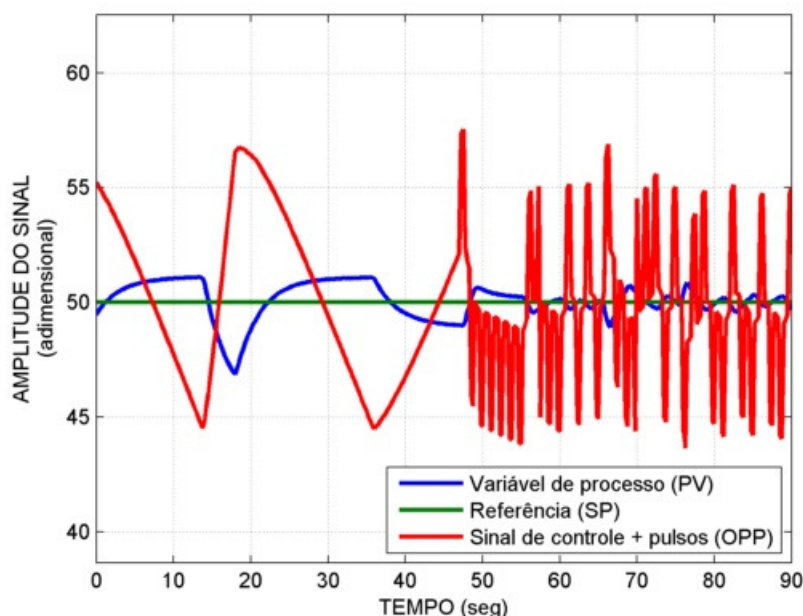
de processo, toma-se como exemplo uma malha de vazão, onde a constante de tempo é da ordem de 5 segundos. Multiplicando-se a constante de tempo do sistema por três, tem-se um valor aproximado do tempo de estabilização do sistema.

Para o caso da vazão citado anteriormente, por exemplo, o N_R , em número de amostras, seria igual a 60 amostras, equivalendo 15 segundos em tempos de amostragens.

4.3.3.3 Definição do limite sobre o erro (δ)

Os valores limites sobre o erro são obtidos desabilitando qualquer tipo de compensação, monitorando assim a amplitude dos ciclos limites e, após um tempo habilitando a compensação configurada apenas para o sinal de compensação configurado, que, no caso dos testes executados, utilizou-se o sinal *knocker* como sinal de compensação. A Figura 46 ilustra a resposta no tempo obtido com o experimento realizado.

Figura 46 - Resposta no tempo para identificação dos limites sobre o erro

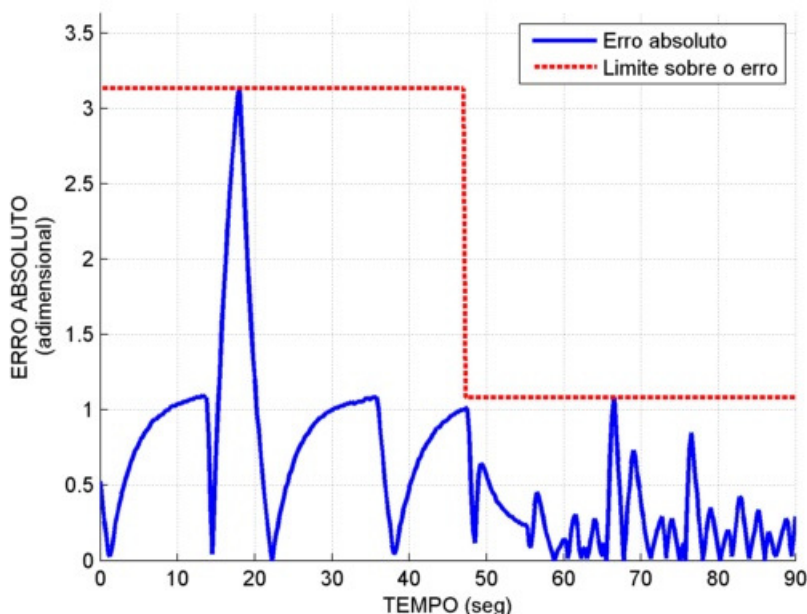


Fonte: Autoria própria.

O erro máximo obtido com esse experimento para o sistema em malha fechada sem compensação foi de 3,14 nos instantes de tempo compreendidos entre 0 segundo e 47 segundos. Usando apenas o compensador *knocker*, o erro máximo obtido foi de

1,1 nos instantes de tempo compreendidos entre 47 segundos e 90 segundos, conforme ilustrado na Figura 47.

Figura 47 - Erro absoluto com e sem compensação com o knocker



Fonte: Autoria própria.

4.3.3.4 Definição do parâmetro N_E

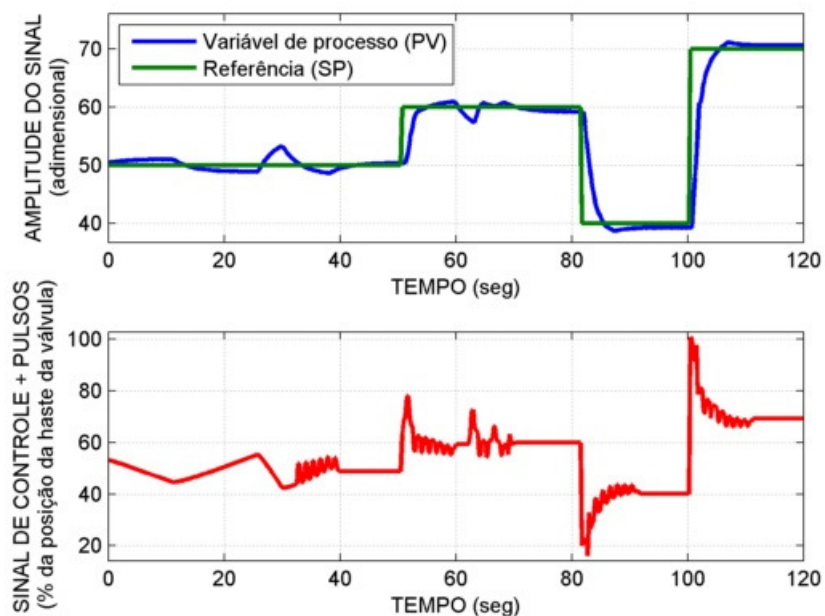
Para um sinal modulador em rampa decrescente, o valor recomendado para o parâmetro N_E é da ordem de 70% do valor do parâmetro N_R , conforme definido na Seção 3.3.3 (p. 45). Com isso, N_E valerá 28 amostras.

4.3.4 Teste funcional do compensador de pulsos de amplitude variável

O objetivo desta etapa do roteiro de teste é mostrar o funcionamento do método com os parâmetros sintonizados na Seção 4.3.3 (p. 74).

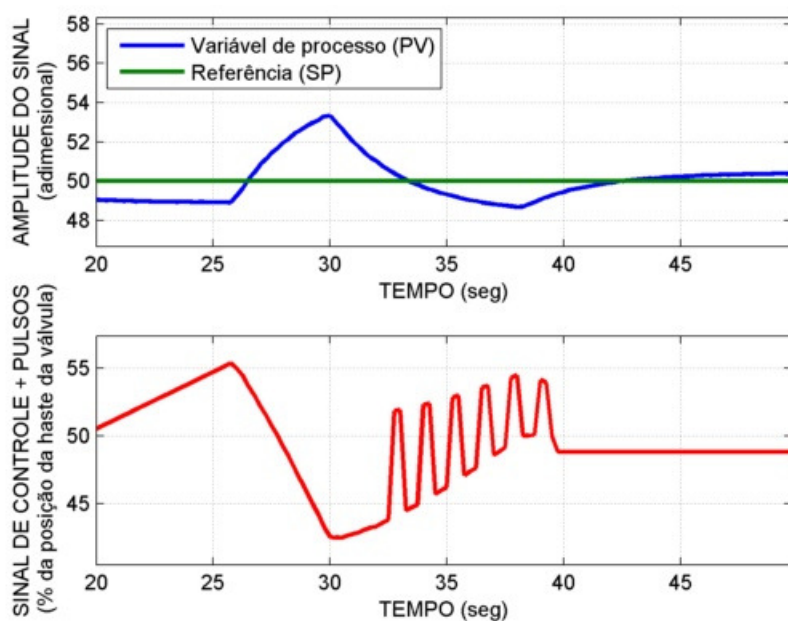
Para o teste inicial, utilizou-se como limite sobre o erro (δ) um valor igual a 2, valor médio entre o máximo e o mínimo possível de configuração. A Figura 48 (p. 78) ilustra o funcionamento do método com os parâmetros configurados. A Figura 49 (p. 78) destaca os instantes de tempo compreendidos entre 20 segundos e 50 segundos, onde se percebe nitidamente o decaimento dos pulsos ao longo do tempo devido ao sinal modulador de amplitude em rampa decrescente.

Figura 48 - Comportamento do método



Fonte: Autoria própria.

Figura 49 - Detalhes do instante de tempo compreendido entre 20 e 50 segundos



Fonte: Autoria própria.

Visando obter valores menores para o limite sobre o erro, experimentaram-se valores abaixo daquele especificado na Seção 4.3.3.3 (p. 76), obtendo-se 0,9 como valor mínimo para δ .

4.3.5 Comparação de desempenho entre técnicas de compensação

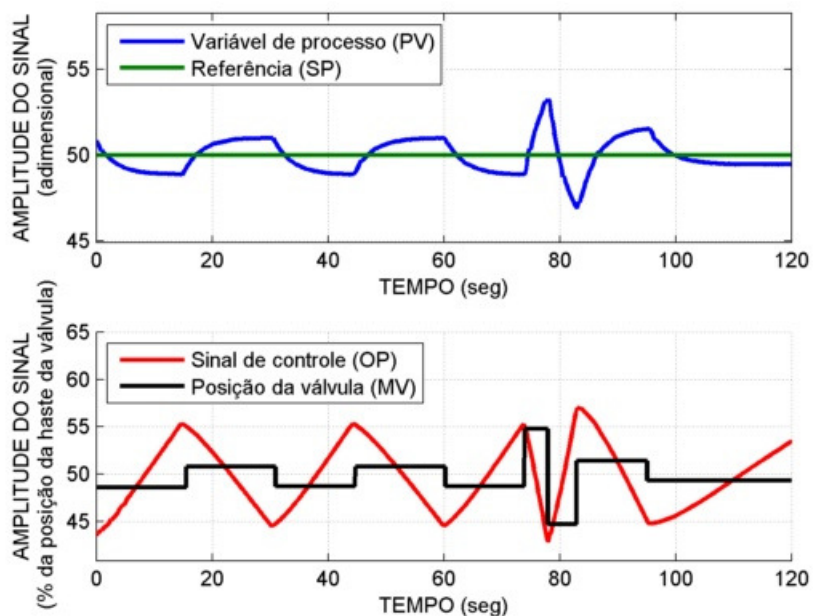
O objetivo agora é verificar o desempenho do compensador de pulsos de amplitude variável quando comparado com o método de compensação com sinal *knocker* e quando não se utiliza nenhum método de compensação.

Para o compensador de pulsos de amplitude variável, foram utilizados três diferentes sinais de compensação a saber: *knocker*, *CR* e *onda quadrada*. Esta variação tem por objetivo verificar se existe alteração de desempenho do método quando o sinal de compensação é alterado. Embora este teste tenha sido feito via simulação, sua confirmação no programa implementado no CLP é importante, considerando os tempos de amostragem usuais nestes casos.

Para tal experimento observou-se uma janela de tempo de dois minutos com o sistema em funcionamento utilizando: apenas o controlador PI; compensador *knocker*; compensador de pulsos de amplitude variável com sinal de compensação *knocker*; compensador de pulsos de amplitude variável com sinal de compensação em *onda quadrada* e compensador de pulsos de amplitude variável com sinal de compensação *CR*. Todo o sinal de compensação foi habilitado após trinta segundos do início do experimento, sendo os índices de desempenho calculados a partir deste instante de tempo até o término do experimento, incluído os índices de desempenho obtidos para o cenário sem a aplicação de métodos de compensação.

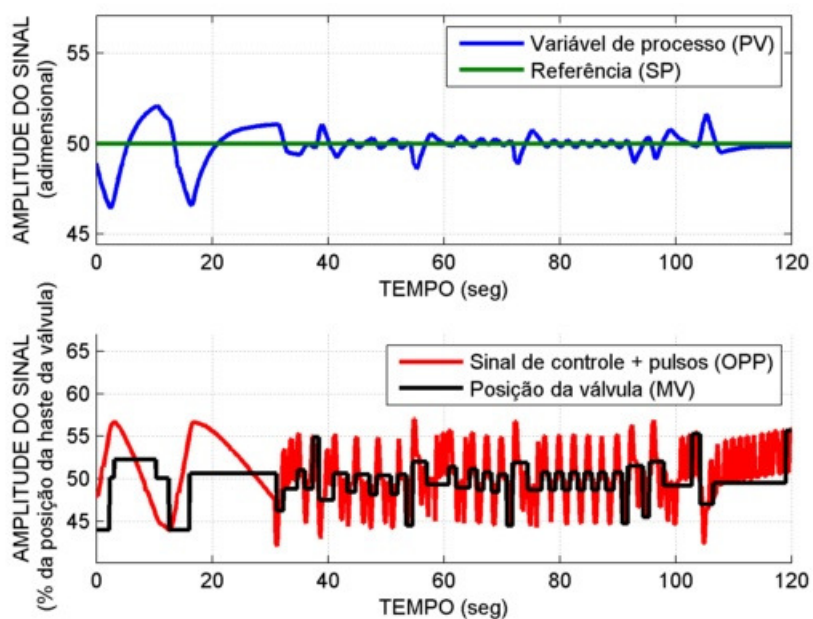
As figuras 50 (p. 80), 51 (p. 80), 52 (p. 81), 53 (p. 81) e 54 (p. 82) ilustram os resultados obtidos para cada cenário testado. A Figura 55 (p. 82) ilustra em detalhe o sinal de compensação aplicado quando da utilização do compensador de pulsos de amplitude variável com sinal de compensação *CR* uma vez que na Figura 54 (p. 82) dá-se a impressão que o sinal de compensação é pulsado e não constante. Isso ocorre devido às variações na direção do sinal de controle o que faz mudar a direção do sinal de compensação aplicado e não pela variação do sinal de compensação. Os índices de desempenho podem ser observados na Tabela 3 (p. 83).

Figura 50 – Oscilações com controlador PI sem compensação (sistema com atrito)



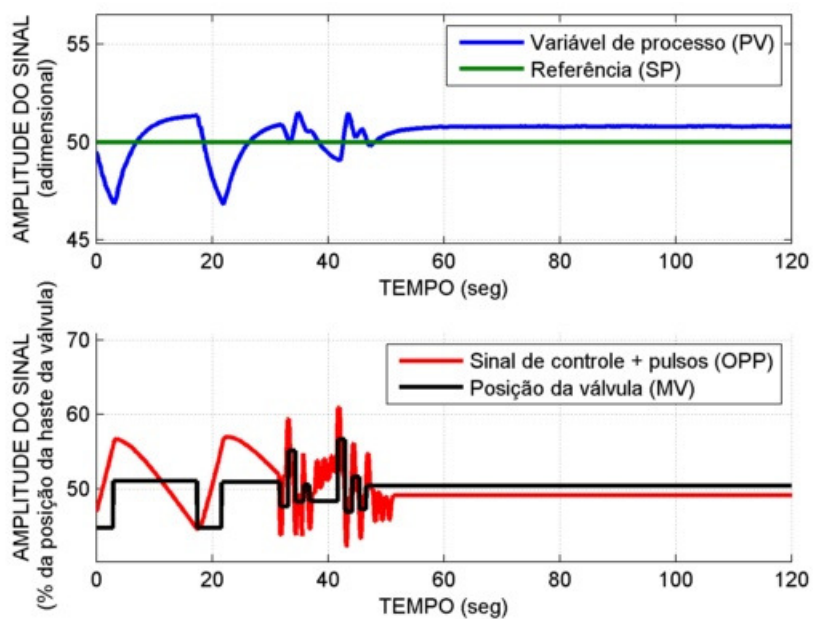
Fonte: Autoria própria.

Figura 51 – Resposta no tempo para o compensador *knocker*



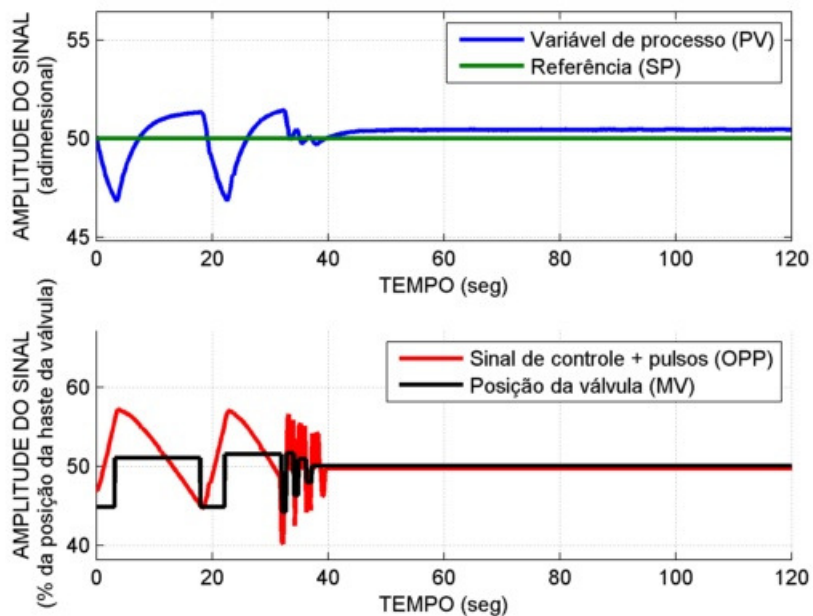
Fonte: Autoria própria.

Figura 52 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com *knocker*



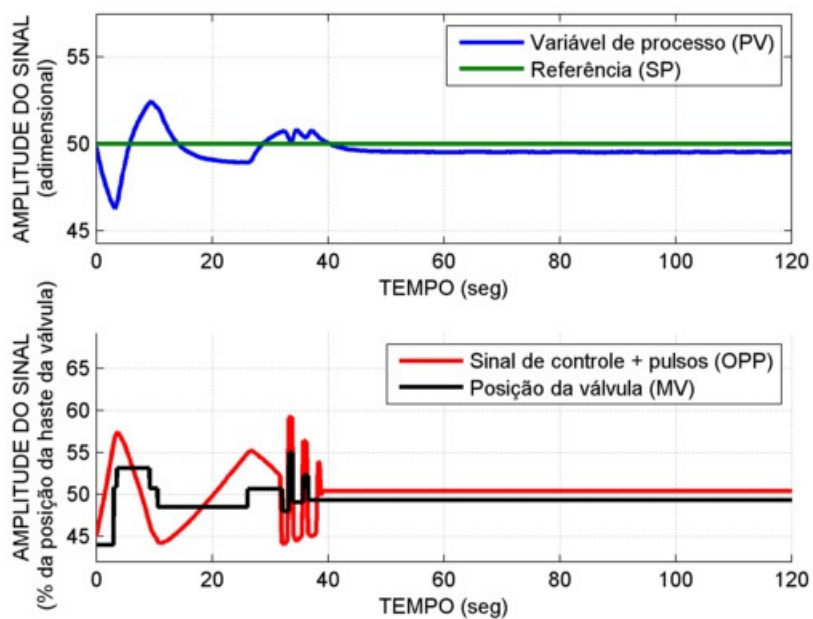
Fonte: Autoria própria.

Figura 53 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com *onda quadrada*



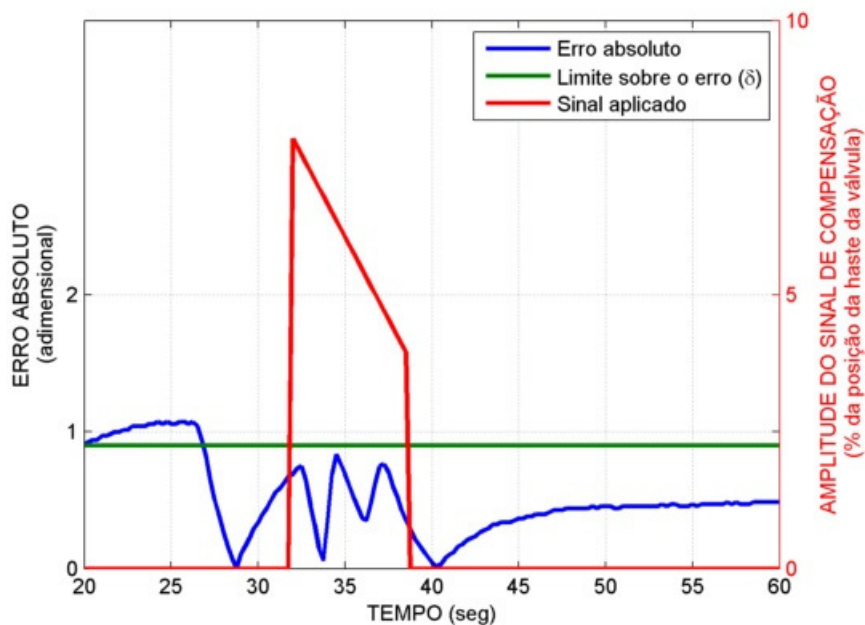
Fonte: Autoria própria.

Figura 54 - Resposta no tempo para o compensador de pulsos de amplitude variável com CR



Fonte: Autoria própria.

Figura 55 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro (Amplitude Variável com CR)



Fonte: Autoria própria.

Tabela 4 – Resultados para os índices de desempenho nos experimentos comparativos

Cenário	Descrição	Índice IAE	Índice MVAL
1	Controlador PI sem compensação	305	31
2	Compensador <i>knocker</i>	106	164
3	Amplitude variável com <i>knocker</i>	263	53
4	Amplitude variável com <i>onda quadrada</i>	161	30
5	Amplitude variável com <i>CR</i>	166	22

Fonte: Autoria própria.

Os testes ilustram bem o comportamento esperado de desempenho do método de compensação por pulsos de amplitude variável, onde se observou um melhor desempenho quanto ao índice IAE em relação ao controle sem compensação, ou seja, apenas com o controlador PI. O compensador *knocker* é a referência em questões de variabilidade e não é esperado que o método conseguisse valores melhores do que o *knocker* para o índice IAE.

Já quando se compara o índice MVAL, constata-se que seu principal objetivo, baixa movimentação na válvula, é alcançado, obtendo, inclusive, valores de MVAL menores do que aqueles obtidos quando não há compensação independente do gerador de pulso utilizado. Isso ocorre quando o método consegue parar os pulsos no primeiro ciclo do sinal modulador em rampa decrescente, o que cessa a movimentação da válvula rapidamente.

O uso de diferentes sinais para gerar os pulsos não demonstrou problemas em relação a questões de implementação. O desempenho entre os três sinais não é comparado, pois isto já foi feito via simulação e não há qualquer evidência de que a implementação altere as conclusões já obtidas. Além disto, o teste deveria ser repetido muitas vezes para que a comparação fosse estatisticamente significativa.

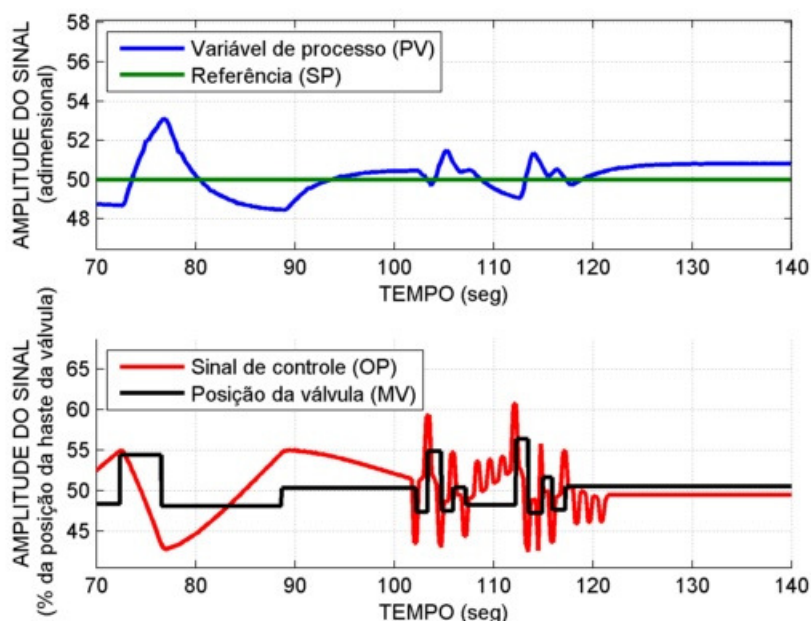
4.3.6 Influências do tempo de execução do algoritmo de compensação

O objetivo desta etapa do roteiro de teste é verificar o efeito no desempenho do compensador de pulsos de amplitude variável quando do aumento no tempo de execução do algoritmo de compensação no controlador de processo industrial.

Para cada tarefa cíclica dentro do controlador de processo *FieldController*, é possível definir um tempo de execução máximo entre execuções. Para todos os testes realizados até esse ponto, a tarefa cíclica que contém o controlador PID e o bloco de compensação foi definida com um tempo de execução máximo de 250 milissegundos. Isso significa que o bloco de controle PID e o bloco de compensação de pulsos de amplitude variável serão executados a cada 250 milissegundos. Nesta etapa do roteiro de teste, esse tempo de execução foi alterado para 500 milissegundos e os impactos dessa alteração medidos no desempenho da compensação.

Como parâmetro de referência, o teste foi executado, primeiramente, mantendo o tempo de execução da tarefa cíclica do controlador de processo em 250 milissegundos medindo os índices de desempenho IAE e o MVAL. A resposta do sistema pode ser observada na Figura 56 (p. 85), cujos índices de desempenho IAE e MVAL, medidos após o início da compensação, valem respectivamente 294 e 52.

Figura 56 - Resposta com a tarefa cíclica em 250 milissegundos



Fonte: Autoria própria.

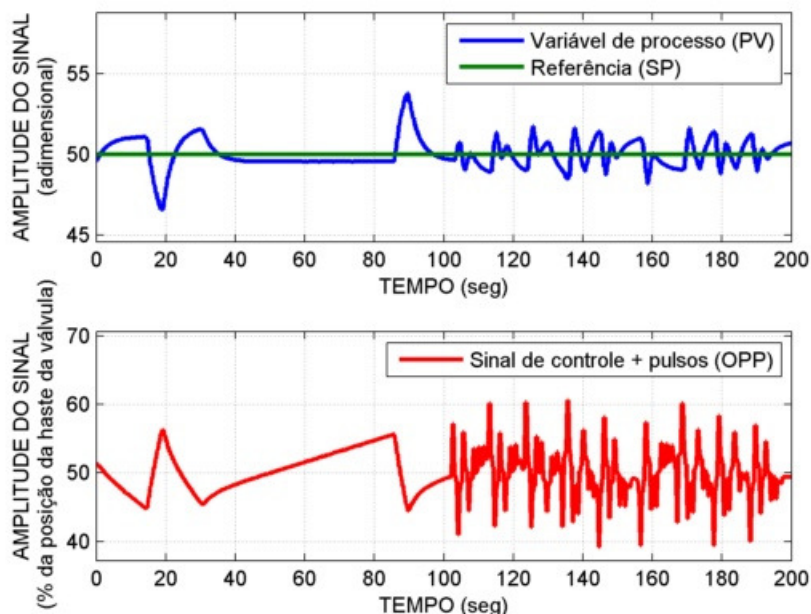
Com a alteração do tempo de execução da tarefa cíclica do controlador para 500 milissegundos, deve-se, primeiramente, recalculer os parâmetros de sintonia, tanto do controlador PI quanto do compensador. Utilizando-se a planta modelada na seção 4.3.2 (p. 72) deste capítulo em tempos discretos de 0,5 segundos, obteve-se como ganhos do controlador PI o valor de 1,83 para o ganho proporcional e 2,51 para o tempo integral.

A dinâmica do processo não é afetada pela mudança no tempo de execução da tarefa cíclica e, portanto, os parâmetros que definem o sinal modulador do método também não o devem ser. Tais parâmetros, apesar de referenciarem tempo, são definidos como números de amostras, ou seja, estão em função do tempo de amostragem e devem ser recalculados. O parâmetro N_R havia sido obtido para um tempo de execução de 250 milissegundos com o valor igual a 40. Dobrando o tempo de execução, o novo N_R será igual a 20 mantendo assim a mesma unidade em tempo. Raciocínio análogo pode ser feito para o parâmetro N_E , que antes valia 28 e deve ser alterado para 14.

Os demais parâmetros do método serão mantidos, pois, em definição, não sofrem influências do tempo de execução do bloco do compensador.

Com as alterações propostas, percebeu-se que o compensador de pulsos de amplitude variável não conseguiu parar os pulsos conforme ilustrado na Figura 57.

Figura 57 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos

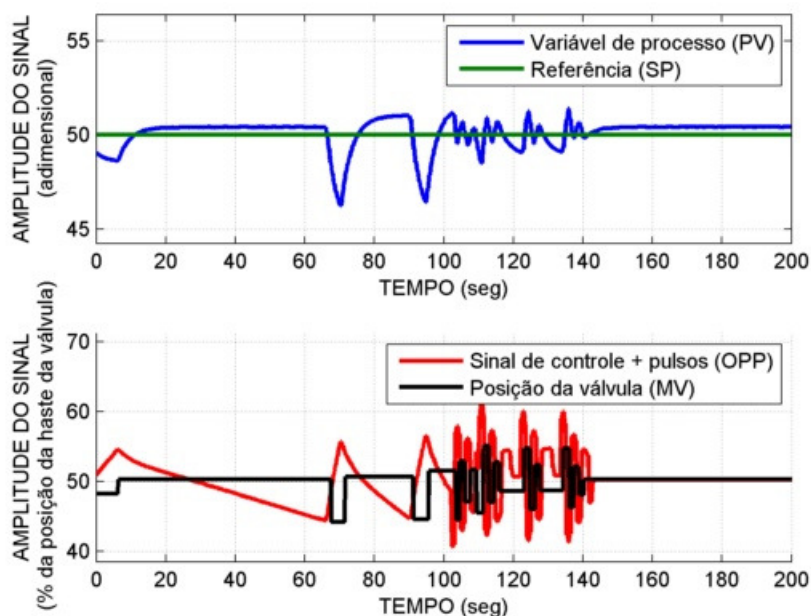


Fonte: Autoria própria.

Desta maneira, percebe-se uma degradação no desempenho da compensação em função do tempo de execução do bloco de lógica. Cabe enfatizar que a constante de tempo do sistema é da ordem de 3 segundos e o novo tempo de amostragem da ordem de 0,5 segundos, ou seja, a constante de tempo do sistema equivale a seis tempos de amostragem e esse tempo passa a ser relativo ao período de geração dos pulsos do *knocker*, uma vez que seus parâmetros não foram alterados.

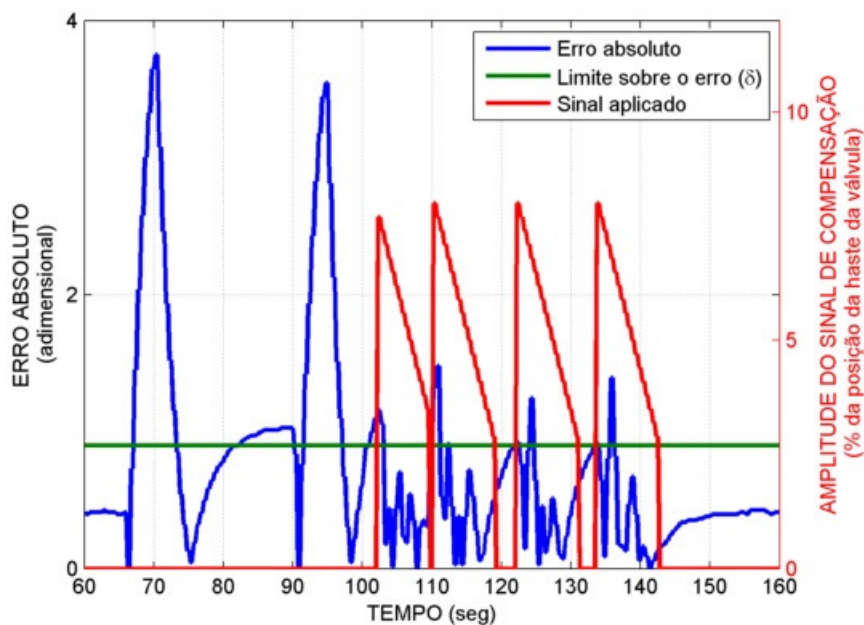
Trocando o sinal de compensação utilizado pelo compensador de pulsos de amplitude variável de *knocker* para *CR* percebeu-se que o método passou a funcionar com um tempo de execução de 500 milissegundos conforme ilustra a Figura 58 (p. 87). Os índices de desempenho IAE e MVAL, medidos após o início da compensação, valem respectivamente 180 e 111. O maior valor obtido para o MVAL justifica-se devido ao maior número de tentativas de parar os pulsos conforme observado na Figura 59 (p.87) em que se evidencia a necessidade de quatro ciclos de compensação para que o erro atinja o limite sobre o erro especificado.

Figura 58 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com sinal de compensação do tipo *CR*



Fonte: Autoria própria.

Figura 59 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro

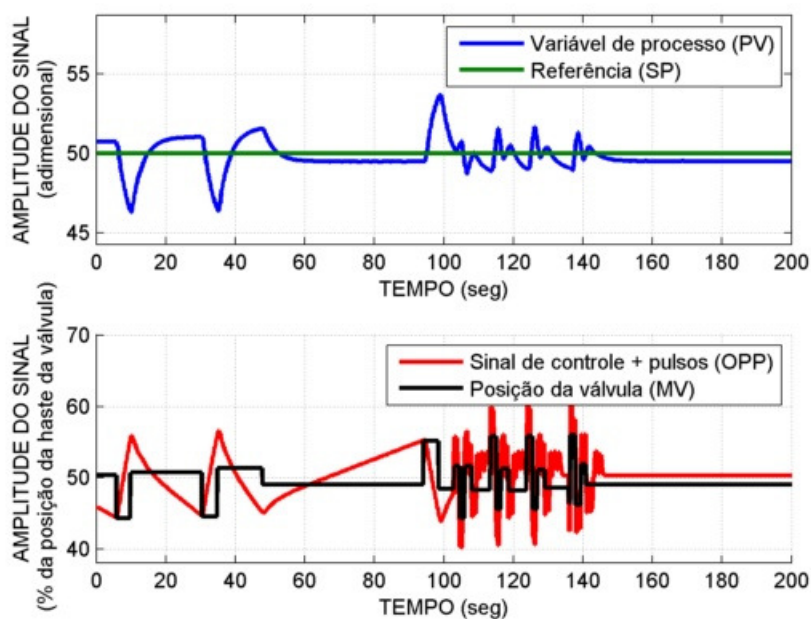


Fonte: Autoria própria.

Com isso, levanta-se a questão da adequação do gerador de sinais de compensação ao tempo de execução antes de se adequar os parâmetros do método. Adequando-se os parâmetros do compensador *knocker* para H_k igual a 3 e τ igual a 2, foi possível manter o erro dentro do limite especificado. O resultado

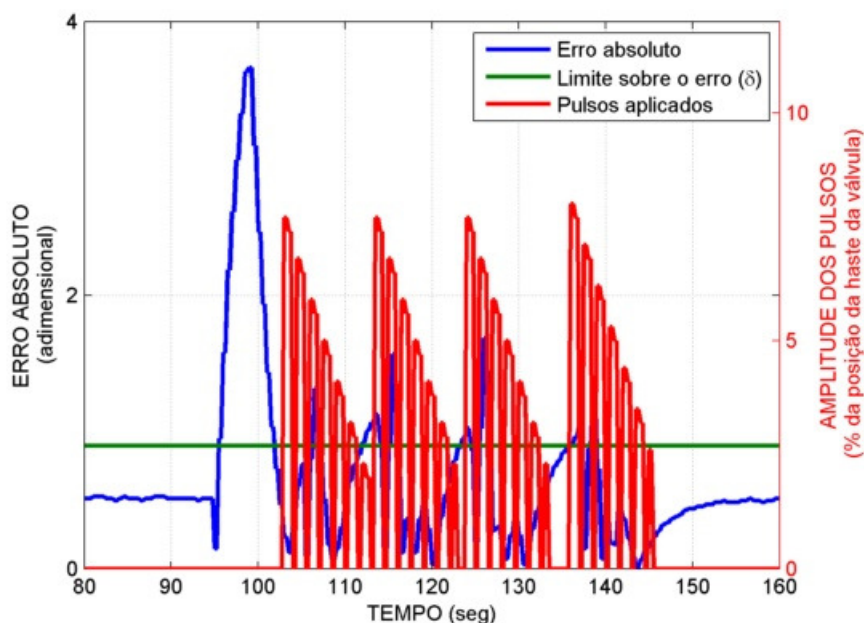
obtido encontra-se na Figura 60, onde os índices de desempenho IAE e MVAL, medidos após o início da compensação, valem respectivamente 215 e 103. Novamente, o índice MVAL indicou um valor maior devido às quatro repetições do ciclo de compensação até conseguir cessar completamente os pulsos, conforme observado na Figura 61 (p.89).

Figura 60 - Resposta com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com sinal de compensação knocker resintonizado



Fonte: Autoria própria.

Figura 61 - Detalhe da amplitude do sinal de compensação aplicado e do comportamento do erro

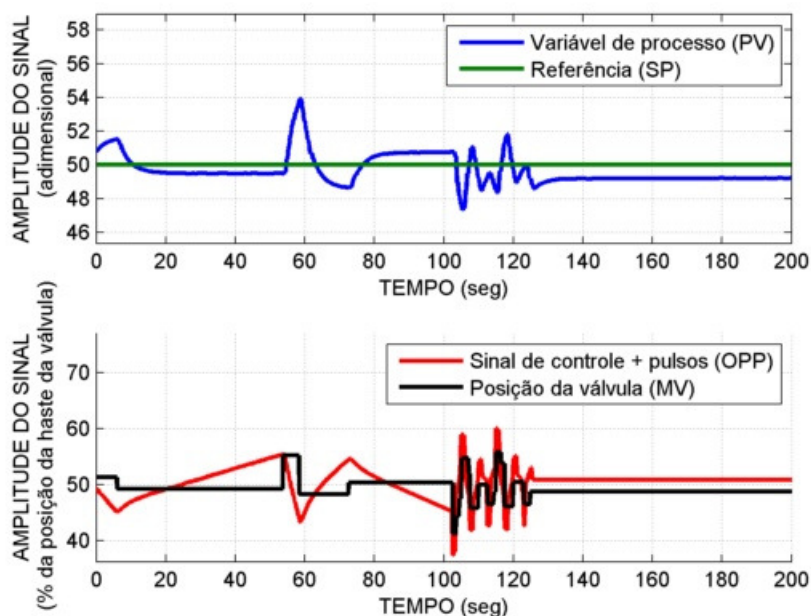


Fonte: Autoria própria.

Outra abordagem seria reavaliar o limite do erro, uma vez que com um tempo maior de execução tanto do controlador PID quanto do algoritmo de compensação terão desempenho degradado. Tendo em mãos os resultados obtidos no experimento da seção 4.3.3.3 (p. 76) deste capítulo, aumentou-se o limite sobre o erro (δ) de 0,9 para 1,5, 36% maior que o limite mínimo obtido para o erro quando aplicado somente o *knocker*.

Os resultados obtidos para os índices de desempenho IAE e MVAL, respectivamente, foram 345 e 69, para um limite sobre o erro de 1,5, onde o método conseguiu manter o erro dentro do limite especificado conforme demonstrado na Figura 62 (p. 90). Essa perda de desempenho ocorre porque o limite do erro aumentou em aproximadamente 70% de seu valor original devido à deterioração de desempenho do compensador.

Figura 62 - Resposta do compensador com a tarefa cíclica em 500 milissegundos com o limite sobre o erro reavaliado



Fonte: Autoria própria.

Como conclusão final desta parte do roteiro de teste, avalia-se que, com o aumento do tempo de execução dos blocos de controle e de compensação, faz-se necessário reavaliar todos os parâmetros do método, incluído o gerador do sinal de compensação.

Foi observado que ajustes nos parâmetros do gerador do sinal de compensação *knocker* permitiram que o método funcionasse com um tempo de execução do bloco de compensação maior. Não tendo êxito nesta reparametrização do sinal de compensação, reavaliar o limite sobre o erro desejado, pois um tempo de execução maior degradará tanto o controle regulatório quanto o algoritmo de compensação de atrito.

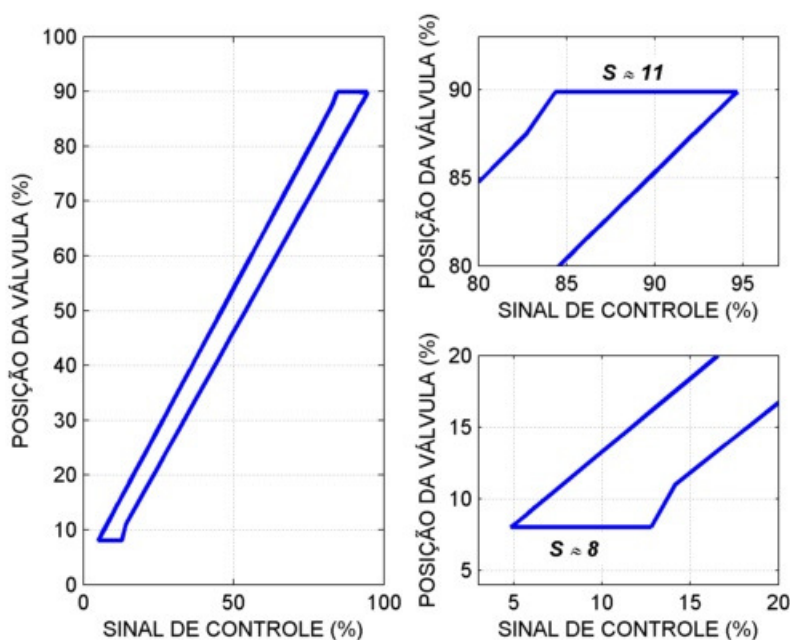
4.3.7 Robustez do método as incertezas no atrito

O objetivo desta etapa do roteiro de teste é verificar a robustez do método quando o valor do parâmetro S do atrito varia ao longo do curso da válvula. O programa do modelo proposto por Xie, Cong e Horch (2013) no micro-controlador DUE, permite variar S em função da posição atual da válvula. Nos testes que seguem, S varia de 8 quando a válvula se encontra totalmente fechada ou em 0% até 12 quando a válvula se encontra totalmente aberta ou em 100%.

4.3.7.1 Levantamento da assinatura da válvula

A assinatura da válvula foi obtida apenas para ilustrar o modelo de atrito variável programado no micro-controlador DUE, conforme detalhado na Figura 63 e não é uma etapa necessária para o método de compensação conforme explicado na seção 4.3.1 (p. 71) deste capítulo. Pela assinatura obtida, fica evidente que o atrito apresenta valores menores de S para a válvula mais fechada (menor valor na posição da válvula) do que para a válvula mais aberta (maior valor na posição da válvula).

Figura 63- Curva característica da válvula simulada via micro-controlador DUE

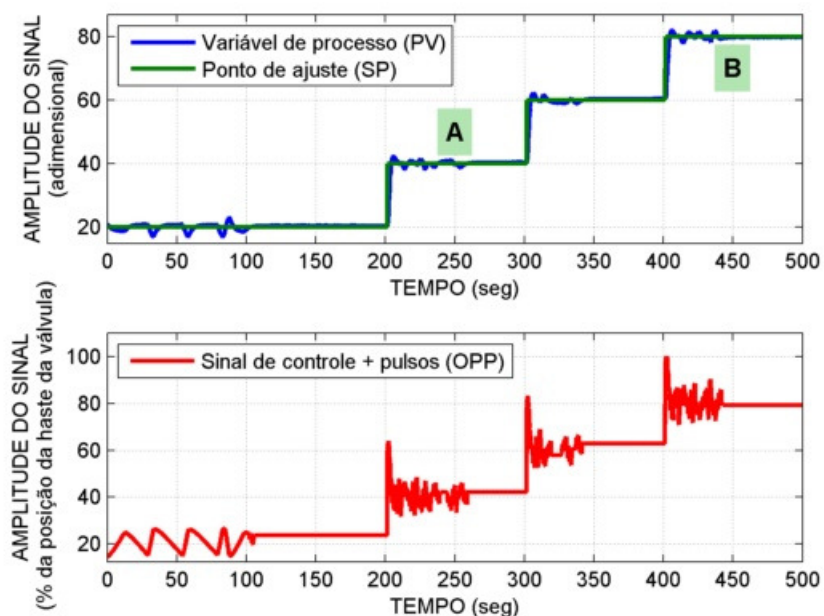


Fonte: Autoria própria.

4.3.7.2 Funcionamento com atrito variável

Sabendo que o atrito irá variar em função da posição da válvula, o teste de funcionamento buscou varrer algumas posições da válvula visando verificar o efeito da variação do atrito no comportamento dos pulsos de amplitude variável enviados pelo compensador. Para que o teste fosse ilustrativo do efeito a ser observado, utilizou-se um sinal modulador em rampa crescente. Na Figura 64 (p. 92), tem-se a resposta no tempo do sistema com as variações de referência no controlador PI de processo.

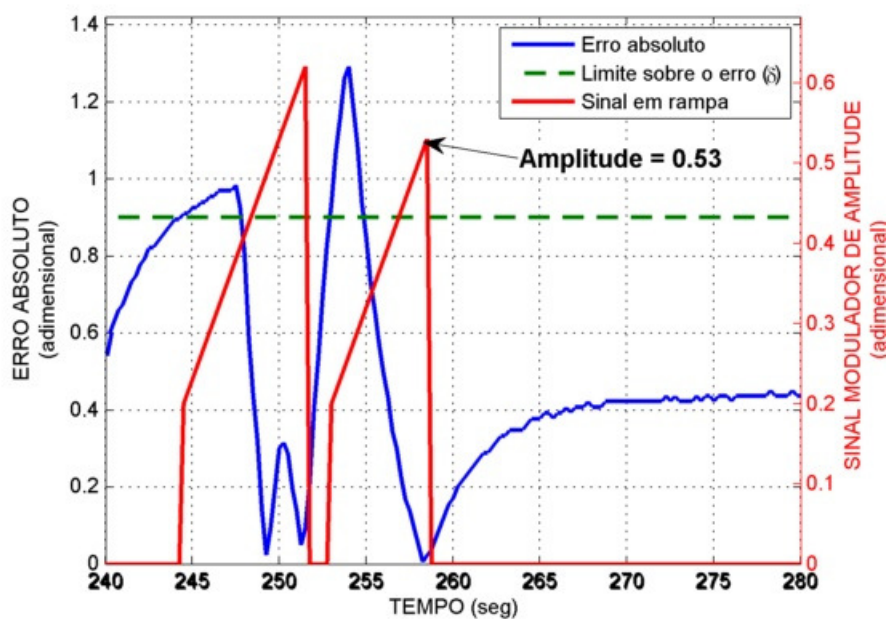
Figura 64 – Resposta do compensador com S variando em função da posição da válvula



Fonte: Autoria própria.

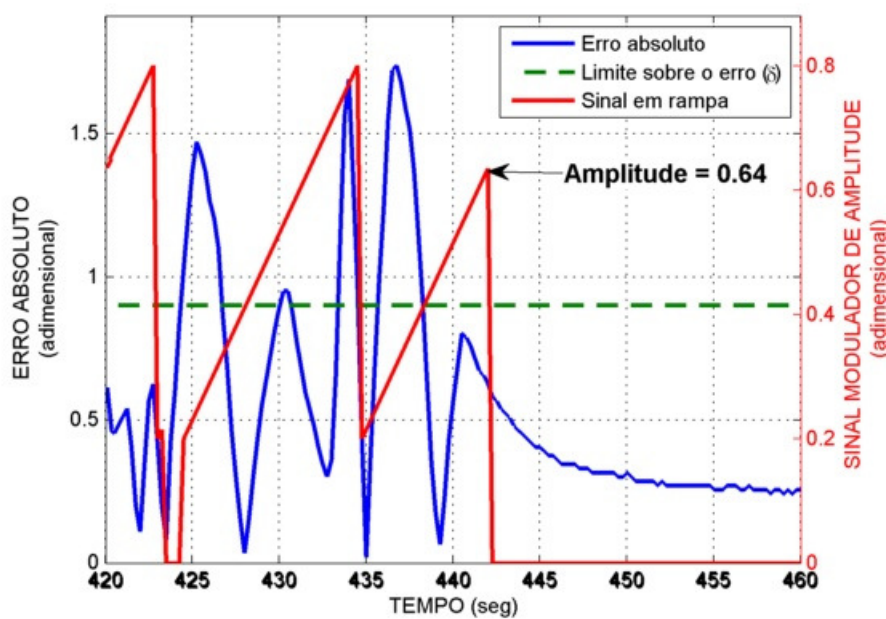
Nos instantes de tempo A e B , marcados na Figura 64, a válvula encontrava-se em posições diferente e, consequentemente, com S de diferente valor, sendo que, no instante de tempo A , o atrito existente era menor do que no instante de tempo B . As figuras 65 e 66 (p. 93) detalham o comportamento da amplitude do sinal modulador e do erro para os instantes A e B respectivamente. Considerando-se apenas o último ciclo de compensação, uma vez que as perturbações provenientes da mudança na referência do controlador já foram absorvidas pela dinâmica do processo, evidencia-se que com um atrito menor a compensação demandará menor amplitude de pulsos para levar o erro para dentro dos limites especificados.

Figura 65 - Detalhes do instante de tempo *A* (menor atrito)



Fonte: Autoria própria.

Figura 66 - Detalhes do instante de tempo *B* (maior atrito)



Fonte: Autoria própria.

5 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

5.1 CONCLUSÕES E CONTRIBUIÇÕES

Este trabalho aprimorou e avaliou uma metodologia de compensação de atrito em válvulas de controle que possui dois objetivos principais: redução da variabilidade da malha de controle e diminuição das movimentações excessivas no elemento final de controle, provocadas pela compensação.

O compensador de pulsos de amplitude variável, com a metodologia de sintonia apresentada neste estudo, obteve desempenho relativo melhor do que aqueles obtidos com malhas de controle sem compensação ou com compensação não baseada em modelo quando avaliado os dois objetivos a qual se propõem o método: redução da variabilidade medida pelo índice IAE e baixo desgaste no elemento final de controle medido pelo índice MVAL.

Além da proposição de uma nova abordagem para compensação de atrito, foram discutidos aspectos de grande importância para sua utilização em ambientes industriais reais, tais como a metodologia de sintonia dos parâmetros do compensador e uma implementação real dos algoritmos envolvidos no compensador em um controlador de processos existente na planta piloto da UFES.

Ao longo das simulações e testes executados, a metodologia de sintonia proposta foi utilizada em sua íntegra, mostrando-se robusta quanto aos parâmetros obtidos, porém como todo método de sintonia de controlador demanda uma maior carga de teste em outros ambientes buscando avaliar melhor sua robustez geral.

A sintonia dos parâmetros do *knocker* não foi tratada neste trabalho por ser um assunto exaustivamente discutido na comunidade acadêmica. Durante os testes reais no controlador de processo, percebeu-se uma influência do tempo de amostragem sobre esse sinal de compensação. Essa influência deverá ser melhor aprofundada em trabalhos futuros avaliando se de fato essas observações deverão ter ou não tratamento.

Adotou-se, neste trabalho, a norma IEC-61131-3 como base para o desenvolvimento do algoritmo para um ambiente industrial real, a planta piloto da UFES. A adoção desta norma trouxe algumas vantagens inerentes à mesma, tais como o desenvolvimento dos códigos em texto estruturado, gerência dos ciclos de execução

de tarefas e instanciação de blocos de função. A primeira vantagem observada proporciona uma portabilidade do código entre controladores de fabricantes distintos. A segunda possibilita gerenciar tempos de execução distintos para malhas de controle distintas. Por fim, a instanciação de blocos garante a preservação dos estados internos ao bloco de compensação. Tais vantagens da adoção da norma asseguram a aplicação rápida e fácil do método. Obviamente, tais pontos serão possíveis de alcançar se os fabricantes de controladores passarem a adotar a norma IEC como base para seus sistemas, o que vem acontecendo com os maiores fabricantes de sistemas de controle. Para sistemas legados ou de fabricantes que ainda não adotem a IEC como base, sempre é possível adaptar o compensador para tais ambientes, porém esse ponto não foi abordado neste trabalho. Como forma de reforçar a adoção da IEC, ao longo do desenvolvimento deste trabalho, os códigos do compensador foram desenvolvidos e testados no controlador do fabricante *ABB FieldController*, que adota a IEC como base para seu sistema de automação e esse mesmo código foi migrado para o controlador *NX3030* do fabricante *ALTUS*, que também adota a IEC como base para o seu sistema, de forma quase que direta e sem grandes dificuldades.

Apesar dos testes executados na planta piloto da UFES terem utilizado uma simulação dos efeitos do atrito em uma plataforma micro-processada, os resultados obtidos mostraram as possibilidades da aplicação do compensador em plantas industriais reais. O bloco funcional do compensador encontra-se pronto e devidamente discutido, cabendo testes em válvulas de controle reais com a presença de atrito para avaliações do desempenho geral do método. Para isto, basta substituir a plataforma de simulação micro-processada e o circuito de adequação de sinais pela válvula de controle que se comunique via sinais de 4-20 mA. Caso a comunicação seja via rede digital, o procedimento é ainda mais simples.

A violação do limite sobre o erro definido por δ reinicia o ciclo de compensação instantaneamente, o que pode ocorrer a depender da intensidade de ruído no sinal da variável de processo. Apesar de todas as simulações efetuadas possuírem ruído associado ao sinal da variável de processo, este não passava de 1% da faixa de valores válidos da mesma, não sendo avaliados os efeitos de um ruído com maior magnitude. Uma função no algoritmo de compensação que permita violações de curta duração sobre a restrição do erro (δ) trará maior robustez ao compensador

quando o sinal da variável de processo apresentar magnitude de ruído acima daquelas utilizadas neste trabalho (maior do que 1%).

Em resumo, as principais contribuições deste trabalho foram:

- ✓ Aprimorar um método de compensação de atrito que reduza a variabilidade do processo sem comprometer o elemento final de controle com muitas movimentações;
- ✓ Propor uma metodologia de sintonia dos parâmetros do algoritmo de compensação e aplicar a metodologia proposta;
- ✓ Desenvolver o compensador de pulsos de amplitude variável em um controlador de processo real, visando sua portabilidade para controladores de outros fabricantes;
- ✓ Validar e avaliar o desempenho do compensador utilizando o controlador de processo real.

5.2 TRABALHOS FUTUROS

Algumas sugestões de trabalhos futuros são:

1. Foi avaliado neste estudo que o sinal modulador de amplitude fosse uma onda do tipo dente de serra crescente ou decrescente e que tais sinais em pouco diferem em relação ao desempenho do método, podendo ser utilizado qualquer um dos dois sinais. Não foi avaliado, neste estudo, a utilização de outro tipo de sinal modulador de amplitude como por exemplo uma onda triangular, que seria equivalente aos dois sinais aqui estudados. Com isso, vislumbram-se boas contribuições na definição de outros sinais moduladores de amplitude que possam permitir implementações ainda mais simples e gerais. O uso de um sinal periódico do tipo onda triangular abriria uma possibilidade voltada para a auto sintonia do compensador, uma vez que variando apenas dois parâmetros do sinal periódico (amplitude e período) seria possível obter um melhor comportamento do erro em função da amplitude dos pulsos aplicados.

2. Durante os testes, observou-se que um tempo de amostragem maior estava degradando não só o controle e o método de compensação, mas também os sinais de compensação utilizados. Apesar dos pulsos de compensação utilizados em tese não sofrer influência deste aumento no tempo de amostragem, os testes no controlador de processo apontaram que tal sinal não estava operando a contento. Uma troca no sinal de geração de pulso foi suficiente para fazer o compensador funcionar. Melhores análises sobre o uso de tempos de amostragem maiores e seu efeito na escolha dos parâmetros do método são desejáveis.
3. Testes do compensador em uma válvula de controle com atrito, independente do tipo de acionamento da válvula, ou seja, independente se a válvula possua um posicionador inteligente ou se a válvula possua um conversor I/P. Esses testes seriam a validação final do método, uma vez que não foi possível executá-los com uma válvula real ao longo do desenvolvimento deste trabalho.
4. Verificar efeitos de ruídos de magnitude acima de 1% da faixa válida da variável de processo, modificando o algoritmo de compensação para que o mesmo permita pequenas violações de curta duração. Com isso é esperado que reinícios dos ciclos de compensação não ocorram devido a presença de ruídos de magnitude elevada, tornando o algoritmo imune a tais ruídos.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ABB. **Essencial Automation**: Freelance Distributed Process Control System – System Description. Disponível em <<http://new.abb.com/control-systems/essential-automation/freelance>> Acesso em Novembro de 2015.

ARDUINO. **What is Arduino?** Disponível em <<https://www.arduino.cc/en/Guide/Introduction>> Acesso em Novembro de 2015.

ARIFIN, B. M. S., MUNARO, C.J., CHOUDHURY, M.A.A. S., SHAH, S.L. **A Model Free Approach for Online Stiction Compensation**. *In*: IFAC World Congress, 2014, Cape Town. Proceedings of 19h IFAC World Congress, 2014; pp. 5957-5962, 2014.

ARMSTRONG-HÉLOUVRY, B., DUPONT, P., WIT, C.C. **A survey of models, analysis tools and compensation methods for the control of machines with friction**. Automatica, Vol. 30; pp. 1083-1138, 1994.

ÅSTRÖM, K. J. AND HÄGGLUND, T. **Advanced PID Control**. Research Triangle Park, NC: Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.

ARAÚJO, A.P. **Quantificação de não linearidades em malhas de controle oscilantes pelo método da função descritiva**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Espírito Santo, 2012.

BEGA, E.A., DELMÉE, G.J., COHN, P.E., BULGARELLI, R., KOCH, R., FINKEL, V.S. **Instrumentação Industrial**. Rio de Janeiro: Interciência: IBP, 2003.

CAMPOS, M.C.M.M., TEIXEIRA, H.C.G. **Controles típicos de equipamentos e processos industriais**. São Paulo : Edgard Blücher, 2006.

CARVAJAL, R.D.A, **Avaliação da eficiência de compensadores de atrito implementados em um sistema digital de controle distribuído**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica da USP, 2015.

CHOUDHURY, M.A.A.S., THORNHILL, N.F., SHAH, S.L. **Modelling valve stiction**. Control Engineering Practice, 13(5); pp. 641–658, 2005.

CUADROS, M.A.S.L. **Quantificação e compensação de atrito em válvulas de controle pneumáticas**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Espírito Santo, 2011.

CUADROS, M.A.S.L., MUNARO, C.J., MUNARETO, S. **Improved stiction compensation in pneumatic control valves**. Computers Chemical Engineering, 38(0); pp. 106 –114, 2012.

FADINI, A.C.C.O., MUNARO, C.J. **Comparação de técnicas de compensação de atrito aplicadas a uma válvula de controle**. *In*: IEEE Industry Applications Conference, 2014, Juiz de Fora. Anais do IEEE INDUSCON 2014, 2014.

FADINI, A.C.C.O. **Compensação de atrito em válvulas de controle via aplicação de pulsos de amplitude variável**. Universidade Federal do Espírito Santo; Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2015.

GARCIA, C. **Comparison of friction models applied to a control valve**. Control Engineering Practice, v.16; pp. 1231–1243, 2008.

HÄGGLUND, T. **A friction compensator for pneumatic control valves**. Journal of Process Control, v.12; pp. 897–904, 2002.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION. **IEC 61131-3: Programmable controllers – Part 3: Programming languages**. Geneva, Switzerland, 2013.

IVAN, L.Z.X., LAKSHMINARAYANAN, S. **A new unified approach to valve stiction quantification and compensation**. Industrial & Engineering Chemistry Research, v.48, n.7, pp. 3474–3483, 2009.

KUO, B.C., GOLNARAGHI, F. **Automatic Control System**, 9th Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2009.

MOHAMMAD, M.A., HUANG, B. **Compensation of control valve stiction through controller tuning**. Journal of Process Control, v.22, pp. 1800– 1819, 2012.

SHEN, C.N., WANG, H. **Nonlinear compensation of a second and third order system with dry friction**. IEEE Transactions on Applications and Industry, v.83, pp. 128–136, 1964.

SMITH, C.A., CORRIPO A.B. **Principles and Practice of Automatic Process Control**. J. Wiley & Sons, 1985.

SRINIVASAN, R., RENGASWAMY, R. **Stiction Compensation in Process Control Loops: A Framework for Integrating Stiction Measure and Compensation**. Ind. Eng. Chem. Res. v.44, pp. 9164-9174, 2005.

SRINIVASAN, R., RENGASWAMY, R. **Approaches for efficient stiction compensation in process control valves**. Computers & Chemical Engineering, v.32 n.1; pp. 218–229, 2008.

XIE, L.; CONG, Y.; HORCH, A. **An improved valve stiction simulation model based on ISA standard tests**. Control Engineering Practice, v.21, pp. 1359–1368, 2013.